

G. KOSEL

Dimensionierungsfragen bei Multivibratoren

DK 621.373.431.1.001.2

In der modernen Elektrotechnik nimmt die Impulstechnik einen immer breiteren Raum ein. Entscheidende Bedeutung haben elektrische Spannungsimpulse in der Nachrichtentechnik, Radar- und Rechenmaschinentechnik sowie in der Meß- und Regeltechnik. Der vorliegende Aufsatz beschäftigt sich mit der Berechnung von Schaltungen, die in der Impulstechnik in einer Vielzahl von Varianten auftreten. Es wird eine Anzahl charakteristischer Schaltungen herausgegriffen.

1. Frei schwingender Multivibrator

Bild 1 zeigt einen Multivibrator mit galvanischer Katodenkopplung. Die Schaltung bietet den Vorteil, daß das Gitter der einen Röhre für die Synchronisierung frei wird, während an der Anode der anderen die rückwirkungsfreie Abnahme der Ausgangsspannung möglich ist.

Die Schaltung wird mit der Auf- und Entladung des Kondensators C gesteuert; der gemeinsame Katodenwiderstand R_k bildet den zweiten Kopplungsweg. Wird Röhre $Rö 1$ leitend, so überträgt sich ein

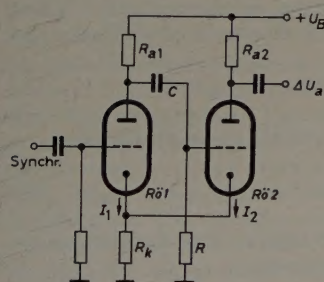


Bild 1. Schaltung eines frei schwingenden Multivibrators mit galvanischer Katodenkopplung

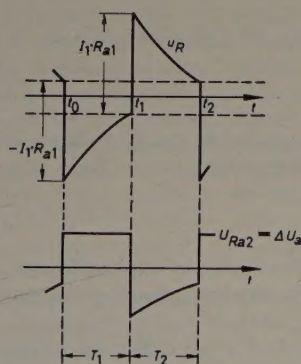


Bild 2. Spannungsverlauf an Gitter und Anode von $Rö 2$ in der Schaltung des Multivibrators nach Bild 1

negativer Impuls auf das Gitter von $Rö 2$, die so lange gesperrt bleibt, bis sich die Ladung von C über R bis zur Sperrspannung ausgeglichen hat. $Rö 2$ beginnt Strom zu führen, der über R_k die negative Gittervorspannung von $Rö 1$ erhöht. Die dadurch hervorgerufene Verringerung des Stromes in $Rö 1$ bewirkt einen positiven Impuls an ihrer Anode, der über C auf das Gitter von $Rö 2$ übertragen wird. $Rö 2$ bleibt so lange leitend, bis infolge des Ausgleichsvorganges von C über R der Strom durch R_k so weit zurückgegangen ist, daß $Rö 1$ infolge der verminderten Gittervorspannung wieder leitend wird und die Schaltung durch den folgenden negativen Impuls an der

Anode von $Rö 1$ wieder in den Ausgangszustand zurückkippt. Die infolge der beiden Ausgleichsvorgänge über R jeweils hervorgerufene Spannung gehorcht der Funktion

$$u_R = E \cdot e^{-t/\tau} \quad (1)$$

Im Zeitpunkt des Kippens $t = t_0$ (Bild 2) entsteht an der Anode von $Rö 1$ infolge des plötzlichen Stromes die Spannung $E = -I_1 \cdot R_{a1}$. Da die Katoden das Potential $I_1 \cdot R_k$ haben, wird $Rö 2$ leitend, wenn u_R im Zeitpunkt $t = t_1$ den Wert $u_R = -(I_1 \cdot R_k - U_{sp})$ erreicht, wobei U_{sp} die Sperrspannung von $Rö 2$ ist. Der Ausgleichsvorgang verläuft mit der Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$. Nach Umformen der Gl. (1) und Einsetzen der gewonnenen Werte ergibt sich für das Intervall T_1 die Zeit

$$T_1 = R \cdot C \cdot \ln \frac{I_1 \cdot R_{a1}}{I_1 \cdot R_k - U_{sp}} \quad (2)$$

Im Zeitpunkt $t = t_1$ kippt also die Schaltung, und der an der Anode von $Rö 1$ entstehende positive Sprung $I_{a1} \cdot R_{a1}$ bildet dann den Ausgangswert für die Aufladung von C über R nach Gl. (1). Gemäß dieser Funktion nimmt auch der Strom in $Rö 2$ (I_2) mit der Zeit ab, ebenso die Spannung an R_k . Der Strom I_2 setzt sich aus einem statischen Anteil i_2 (bestimmt durch den Arbeitspunkt) und einem dynamischen Anteil $S \cdot U_{gk \text{ dyn}}$ zusammen, ebenso die Spannung an R_k . Der dynamische Anteil bewirkt, daß die Katoden jetzt ein höheres Potential als während der Zeit T_1 haben und dementsprechend $Rö 1$ gesperrt bleibt, und zwar so lange, bis die Spannung an R_k den Wert der Sperrspannung erreicht; dann kippt die Schaltung wieder. Diese Überlegungen können auch mathematisch formuliert werden:

$$u_{gk} = u_R - U_k; \quad u_R = I_1 \cdot R_{a1} \cdot e^{-t/\tau}$$

$$U_k = i_2 \cdot R_k + S \cdot u_{gk} \cdot R_k = i_2 \cdot R_k + S \cdot R_k (u_R - U_k)$$

$$U_k = \frac{i_2 \cdot R_k + I_1 \cdot R_{a1} \cdot S \cdot R_k \cdot e^{-t/\tau}}{1 + S \cdot R_k}$$

Zur Zeit $t = t_2$ wird $U_k = U_{sp}$. Damit ergibt sich für das Intervall T_2 die Zeit

$$T_2 = R \cdot C \cdot \ln \frac{I_1 \cdot R_{a1} \cdot S \cdot R_k}{U_{sp} (1 + S \cdot R_k) - i_2 \cdot R_k} \quad (3)$$

Bei entsprechender Schaltungsdimensionierung ist es möglich, daß zur Zeit t_1 der Sprung so groß wird, daß bereits Gitterstrom fließt. Dieser Vorgang ist jedoch außerordentlich schnell beendet, weil die dafür maßgebende Zeitkonstante infolge des kleinen Widerstandes der

Gitter-Katoden-Strecke sehr klein ist. Die Frequenz der erzeugten Spannung wird

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (4)$$

2. Monostabile Multivibratoren

2.1 Katodengekoppelter Multivibrator

Grundsätzlich läßt sich bei allen frei schwingenden Kippschaltungen einer der beiden möglichen Zustände stabilisieren. Eine Klassifizierung ist nach der Art der Schaltung möglich: Multivibrator, Phantatron usw., bei der ersteren eine weitere Unterteilung nach der Art der Kopplung zwischen den beiden Röhren: Anoden-, Schirmgitter- und Katodenkopplung, und danach, ob das die Impulszeit bestimmende Netzwerk ein Integrier- oder ein Differenzierglied ist. In Sonderfällen wird zur Erzeugung einer kleinen Umschlagdauer auch gemischte Kopplung mit drei Kopplungszweigen angewendet. Um dadurch entstehende kapazitive Belastungen kleinzuhalten, enthält ein Zweig meistens einen Katodenverstärker. Bild 3 zeigt einen monostabilen Multivibrator mit galvanischer Katodenkopplung.

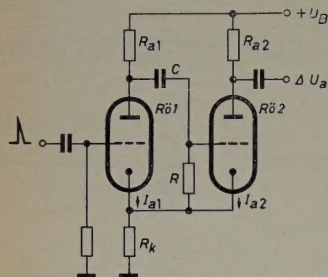


Bild 3. Schaltung eines monostabilen Multivibrators mit zwei Kopplungswegen

bis C über R so weit entladen ist, daß an R die Sperrspannung steht. Dann kippt die Schaltung wieder in den Ruhezustand zurück.

Bei der Dimensionierung der Schaltung geht man zweckmäßigerweise von Röh 2 aus. Im allgemeinen werden die Amplitude ΔU_{a2} , die Flankendauer t_f und die Dauer t_i der zu erzeugenden Impulse vorgegeben sein. Parallel zu den Anodenwiderständen liegen die Schalt- und Röhrenkapazitäten C_s . Die Impulsflanken sind also e-Funktionen. Sie haben nach einer Zeit, die dem fünffachen Wert der Zeitkonstante entspricht, ihren Endwert praktisch erreicht. Somit ist

$$R_{a2} = \frac{t_f}{5 C_s} \quad (5)$$

und

$$I_{a2} = \frac{\Delta U_{a2}}{R_{a2}} \quad (6)$$

Die Indizes beziehen sich auf die jeweilige Röhre. Es gilt nun, den zu verwendenden Röhrentyp und mit I_{a2} auch den Arbeitspunkt auf der Kennlinie für $U_g = 0$ festzulegen. Auf der Abszisse kann dann direkt die zwischen Anode und Katode erforderliche Spannung U_{ak2} abgelesen werden (Bild 4). Die erforderliche Betriebsspannung ist dann

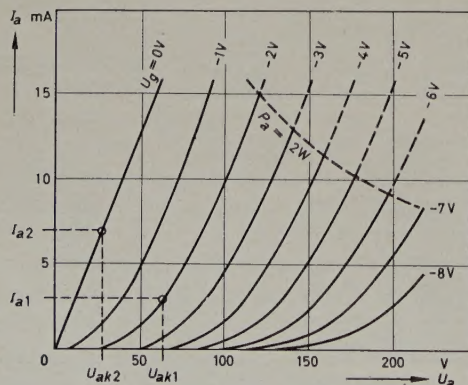


Bild 4. Zur Ermittlung des Arbeitspunktes aus dem Kennlinienfeld der verwendeten Röhre

$$U_B = \Delta U_{a2} + U_{ak2} + U_{k2} \quad (7)$$

Während Röh 2 Strom führt, muß Röh 1 vollständig gesperrt bleiben, wobei zwischen Anode und Katode die Spannung

$$U_B - U_{k2} = \Delta U_{a2} + U_{ak2}$$

liegt. Für diesen Wert ist aus dem I_a - U_a -Kennlinienfeld mit einem Sicherheitsfaktor von etwa 1,5 die Sperrspannung auszuwählen, das heißt die Gittervorspannung, bei der der Anodenstrom sicher Null wird. Dann ist

$$U_{k2} = 1,5 U_{sp1} \quad (8)$$

und

$$R_k = \frac{U_{k2}}{I_{a2}} \quad (9)$$

Hiermit ist der statische Zustand der Schaltung ausreichend beschrieben. Für die Berechnung des dynamischen (Ausgleichs-)Vorganges ist jedoch auch die Kenntnis der Verhältnisse in Röh 1 erforderlich. Während des dynamischen Vorganges ist Röh 1 leitend und Röh 2 gesperrt. Es ist eine Eigenschaft der Schaltung, daß Röh 1 einen geringeren Strom führt als Röh 2, da ihr Gitter negativ gegenüber der Katode ist. Diese Vorspannung (U_{g1}) ist von Anfang an festzulegen (im allgemeinen zwischen $-1 \dots -3$ V). Der Arbeitspunkt für Röh 1 wird im I_a - U_a -Kennlinienfeld auf Grund der Beziehung

$$I_{a1} = \frac{U_{g1}}{R_k} \quad (10)$$

festgelegt. Auf der Abszisse ist wieder die erforderliche Spannung U_{ak1} an Röh 1 abzulesen. Es ist jedoch darauf zu achten, daß U_{ak1} um einen gewissen Betrag kleiner als U_B ist, denn nach

$$U_B = U_{ak1} + U_{g1} + \Delta U_{a1} \quad (11)$$

ist eine Spannungsreserve für die beiden letzten Glieder in Gl. (11) erforderlich. Aus Gl. (11) folgt

$$\Delta U_{a1} = U_B - U_{ak1} - U_{g1}$$

und daraus

$$R_{a1} = \frac{\Delta U_{a1}}{I_{a1}} \quad (12)$$

Da der dynamische Zustand mit einem Schaltvorgang an einem RC-Glied eingeleitet wird, gilt wieder Gl. (1) für den Spannungsverlauf an R

$$u_R = E \cdot e^{-t/\tau}$$

Ist Röh 1 gesperrt, so ist der Kondensator C auf die Spannung

$$U_1 = U_B - U_{k2} \quad (13)$$

aufgeladen. Ist Röh 1 aber geöffnet, so liegt an C nach Abschluß des Kippvorganges zur Zeit $t = t_0$ die Spannung

$$U_2 = U_B - \Delta U_{a1} - U_{g1} \quad (14)$$

Für die Umladung des Kondensators (Ausgleichsvorgang) steht somit ein Spannungssprung von der Größe

$$E = U_2 - U_1 = U_{k2} - \Delta U_{a1} - U_{g1} \quad (15)$$

zur Verfügung. Im Zeitpunkt $t = t_1$ erreicht die Spannung u_R den Wert der Sperrspannung

$$u_R = -U_{sp} \quad (16)$$

Diese Sperrspannung gilt für den Fall, daß an Röh 2 die Spannung $U_B - U_{g1}$ steht. Nach Umformen von Gl. (1) und Einsetzen der gefundenen Werte ergibt sich die Impulszeit

$$t_i = R \cdot C \cdot \ln \frac{\Delta U_{a1} + U_{g1} - U_{k2}}{U_{sp}} \quad (17)$$

Da die Impulsdauer meist vorgeschrieben ist, können mit dieser Gleichung die Werte von R und C bestimmt werden.

Falls eine feste Betriebsspannung gegeben sein sollte, kann die Schaltung so erweitert werden, daß der zum Betrieb nicht erforderliche Anteil an einem vergrößerten Katodenwiderstand abfällt. Zur Erzeugung der Gittervorspannung wird der Katodenwiderstand zweckmäßigerweise angezapft. Der an den Katoden liegende Teil übernimmt dann die Aufgabe des hier mit R_k bezeichneten Widerstandes. Der an Masse liegende Teil wird zweckmäßigerweise mit einem genügend großen C überbrückt, um die infolge der verschiedenen Röhrenströme auftretenden Schwankungen des Potentials der Katoden vom Gitter der $Rö\ 1$ fernzuhalten.

2.2 Anodengekoppelter Multivibrator

Die im Bild 3 dargestellte und unter 2.1 beschriebene Schaltung hat den Nachteil, daß sich auch bei Verwendung moderner Spezialröhren (hohe Steilheit und geringe Kapazitäten) mit gemeinsamer Katode für beide Systeme die Flankendauer nicht kleiner als $0,15\ \mu s$ machen läßt. Das bedeutet, daß die kleinste Impulszeit $0,3\ \mu s$ ist. Noch geringere Impulszeiten sind allerdings nach Einführen eines dritten Kopplungsweges erreichbar (Bild 5), der mit dem Spannungsteiler R_1, R_2 gebildet wird. Prinzipiell arbeitet die Schaltung ähnlich wie die Schaltung im Bild 3. Im Ruhezustand führt $Rö\ 1$ infolge fehlender Gittervorspannung Strom. $Rö\ 2$ wird mit dem Spannungsteiler gesperrt gehalten, der an $G\ 2$ ein um die Sperrspannung kleineres Potential

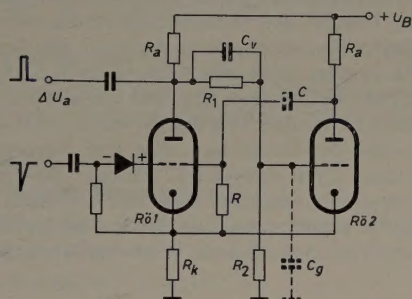


Bild 5. Schaltung eines monostabilen Multivibrators mit drei Kopplungswegen

erzeugt, als es an den Katoden herrscht. Ein negativer Triggerimpuls sperrt $Rö\ 1$ kurzzeitig, wodurch das Potential an ihrer Anode sprunghaft ansteigt und das Gitter von $Rö\ 2$ über den Spannungsteiler R_1, R_2 Katodenpotential erhält. Infolge des nun fließenden Stromes in $Rö\ 2$ entsteht an ihrer Anode ein negativer Sprung, der $Rö\ 1$ bis zum Abschluß des Ausgleichsvorganges gesperrt hält.

Die Berechnung geht wiederum davon aus, daß der Anodenspannungssprung ΔU_a , die Flankendauer t_f und die Impulsdauer t_i vorgegeben sind. Eine zweckmäßige Vereinfachung besteht darin, daß gleiche Anodenwiderstände gewählt werden. Dann wird die Schaltung symmetrisch, denn beide Röhren arbeiten im stromführenden Zustand ohne Gittervorspannung und haben somit abwechselnd den gleichen Anodenstrom. Die Katoden sind keinen Spannungsschwankungen unterworfen. Es gelten wieder die Gl. (5) und (6). Im I_a - U_a -Kennlinienfeld des ausgewählten Röhrentyps ist damit der Arbeitspunkt bestimmt und die dazugehörige Spannung U_{ak} ermittelt. In der Gleichung

$$U_B = \Delta U_a + U_{ak} + U_k \quad (18)$$

müßte jetzt der Wert des Katodenpotentials U_k festgelegt werden. Das ist aber auch möglich, wenn man berücksichtigt, daß U_k größer als U_{sp} sein muß, denn das Gitterpotential von $Rö\ 2$ kann nicht Null werden. Die Sperrspannung gilt wieder für den Fall, daß an $Rö\ 2$ die Spannung $\Delta U_a + U_{ak}$ herrscht.

Zunächst ist jedoch der Spannungsteiler R_1, R_2 zu dimensionieren. Im Ruhezustand soll $Rö\ 2$ bei stromführender $Rö\ 1$ mit dem Spannungsteiler gesperrt werden. Es gilt

$$\frac{U_a}{U_k - U_{sp}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}, \quad (19)$$

wobei die tatsächliche Sperrspannung wiederum mit einem Sicherheitsfaktor zwischen 1,2...1,5 zu multiplizieren ist. In Gl. (19) wird

der Spannungsabfall vernachlässigt, den der Spannungsteilerquerstrom an R_a hervorruft. Das bedeutet, daß das Gitterpotential geringer als berechnet und damit ein weiterer Sicherheitsfaktor einkalkuliert ist.

Während des dynamischen Zustandes ist $Rö\ 1$ stromlos und $Rö\ 2$ stromführend

$$\frac{U_B}{U_k} = \frac{R_a + R_1 + R_2}{R_2} \quad \text{oder} \quad R_2 = \frac{R_a + R_1}{\frac{U_B}{U_k} - 1} \quad (20), (21)$$

Wird Gl. (21) in Gl. (19) eingesetzt, so erhält man schließlich

$$R_1 = \frac{R_a (U_{ak} + U_{sp})}{\Delta U_a - \frac{U_B \cdot U_{sp}}{U_k}} \quad (22)$$

Aus dieser Gleichung ist sofort die Forderung

$$\Delta U_a > \frac{U_B \cdot U_{sp}}{U_k} \quad (23)$$

ersichtlich. Wird U_k aber willkürlich gewählt, dann kann diese Forderung unerfüllbar sein. Es existiert also offenbar ein Optimalwert, bei dem der Ausdruck

$$y = \frac{U_B \cdot U_{sp}}{U_k} \quad (24)$$

ein Minimum wird. Zwischen der Betriebsspannung und der dafür erforderlichen Sperrspannung besteht die lineare Beziehung

$$U_{sp} = n \cdot U_B, \quad (25)$$

wobei n aus dem I_a - U_a -Kennlinienfeld zu entnehmen ist (bei einzelnen Röhrentypen verschieden, in der Größenordnung 0,05...0,1). Nach Gl. (18) ist

$$U_B = \Delta U_a + U_{ak} + U_k = U_0 + U_k$$

Gl. (25) geht dann über in

$$U_{sp} = n (U_0 + U_k) \quad (26)$$

und Gl. (24) in

$$y = n \frac{(U_0 + U_k)^2}{U_k} \quad (27)$$

Differenziert man Gl. (27) nach U_k und betrachtet ihre Extremwerte, so ergibt sich als Optimalwert

$$U_k = U_0 = \Delta U_a + U_{ak} \quad (28)$$

Wenn der Katodenwiderstand R_k so groß gewählt wird, daß die daran abfallende Spannung U_k gleich der Spannung an der Röhre und dem Anodenwiderstand zusammen ist, dann wird der Wert y in Gl. (24) ein Minimum, und ΔU_a darf ebenfalls den Minimalwert annehmen, der Gl. (23) erfüllt. Wendet man bei der Berechnung Gl. (28) an, so vereinfachen sich die Gl. (21) und (22) zu

$$R_2 = R_a + R_1 \quad (21a)$$

$$R_1 = \frac{R_a (U_{ak} + U_{sp})}{\Delta U_a - 2 U_{sp}} \quad (22a)$$

Für den Ablauf des dynamischen Vorganges gilt wieder Gl. (1). Da in der Schaltung nach Bild 5 die Katoden sowohl während des statischen als auch während des dynamischen Zustandes ein gleichbleibendes Potential haben, ist die Impulsdauer

$$t_i = R \cdot C \cdot \ln \frac{\Delta U_a}{U_{sp}} \quad (29)$$

Der Rechnungsgang verläuft analog, wie in den Gl. (13) bis (17) angegeben.

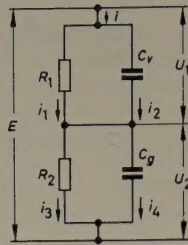
Schließlich wäre noch die Kapazität C_v zu dimensionieren. Parallel zum Spannungsteilerwiderstand R_2 liegen Schalt- und Eingangskapazitäten C_g von Röhre 2. Während des Kippvorganges, also im Augenblick des Spannungssprungs an Anode 1, wirkt nur der kapazitive Spannungsteiler (Bild 6).

$$U_2 = E \frac{C_g}{C_g + C_v} \quad (30)$$

Nach genügend langer Zeit wird

$$U_2 = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (31)$$

Bild 6. Spannungsteiler, als dritter Kopplungsweg zwischen Anode 1 und Gitter 2 eingefügt



Grundsätzlich wäre eine Dimensionierung schon jetzt möglich, die exakte Berechnung verdeutlicht die Verhältnisse jedoch besser. Es gelten

$$i = i_1 + i_2 = i_3 + i_4 \quad (32)$$

und

$$U_1 = E - U_2 \quad (33)$$

Werden die Ströme durch die Spannungen, Widerstände und Kapazitäten ausgedrückt und in die gewonnene Gl. (33) eingesetzt, so ergibt sich nach einigen Umformungen die Differentialgleichung

$$\frac{dU_2}{dt} = \frac{E}{R_1(C_1 + C_2)} - U_2 \frac{R_2 + R_1}{R_1 \cdot R_2(C_1 + C_2)} \quad (34)$$

Es handelt sich hierbei um eine lineare Differentialgleichung erster Ordnung mit Störglied von der Form

$$y' = P \cdot y + Q \quad (35)$$

Sie ist mittels Variation der Konstanten mit dem Ansatz

$$e^{\int P dx} \left(\int Q \cdot e^{\int P dx} dx + C_0 \right) \quad (36)$$

lösbar.

Wird bei der Bestimmung der Integrationskonstante C_0 die Grenzbedingung

$$U_2 = E \frac{C_g}{C_v + C_g} \quad (37)$$

für die Zeit $t = 0$ beachtet, so ergibt die Lösung von Gl. (34)

$$U_2 = \frac{E \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left[1 + \frac{C_v \cdot R_1 - C_g \cdot R_2}{R_2(C_v + C_g)} e^{-t/\tau} \right] \quad (38)$$

mit

$$\tau = R_1 \cdot R_2 \frac{C_v + C_g}{R_1 + R_2}$$

Das erste Glied in Gl. (38) gibt den eingeschwungenen Wert der Gitterspannung U_2 an. Wird $C_v \cdot R_1 > C_g \cdot R_2$, so tritt an den Flanken Überspringen auf; wird umgekehrt $C_v \cdot R_1 < C_g \cdot R_2$, so „schleicht“ die Spannung in den eingeschwungenen Zustand. Ist aber $C_v \cdot R_1 = C_g \cdot R_2$, dann wird der Spannungsteiler frequenzunabhängig, und die Flanke hat die gleiche Amplitude wie der eingeschwungene Zustand. Das wird im allgemeinen angestrebt. Allerdings läßt sich die Kapazität C_g nur sehr ungenau abschätzen, da die hier ebenfalls eingehende „Miller-Kapazität“ einer Berechnung nur schwer zugänglich ist. Zweckmäßigerweise wird mit einem Trimmer eine Variationsmöglichkeit für C_v geschaffen. Mit dieser Schaltung wurde eine kleinste Flankendauer von 0,1 μ s erreicht.

Die negativen Triggerimpulse werden über eine Diode eingespeist, die die Aufgabe hat, Trigger- und Entladekreis voneinander zu trennen. Trotz sorgfältigster Berechnung und Auswahl der Schaltelemente treten in der Praxis stets mehr oder weniger große Unterschiede der Impulszeit vom berechneten Wert auf. Der Grund ist in Abweichungen der Röhrendaten von den Tabellenwerten zu suchen. So wurden zum Beispiel in einer Schaltung nach Bild 3 nacheinander vier neue Röhren des gleichen Typs verwendet, während die Schaltung und sämtliche Spannungen unverändert blieben. Nach einer Einbrennzeit von einer Stunde je Röhre wurden bei einer berechneten Impulszeit von 17,5 μ s dann vier verschiedene Werte zwischen 15...37 μ s gemessen.

Schrifttum

- Chance, B.: Waveforms. New York 1949, MIT-Sammlung, McGraw-Hill

(eingegangen am 26. Januar 1959)

Jonathan Zenneck †



Am 8. April 1959, wenige Tage vor seinem 88. Geburtstag, verstarb in München der Nestor der deutschen Hochfrequenztechnik, Geheimrat Professor Dr. rer. nat. Jonathan Zenneck. In Zenneck hat Deutschland eine seiner profilierten Persönlichkeiten verloren. Er war nicht nur bedeutender Wissenschaftler und begnadeter Hochschullehrer, sondern auch ein Mensch, zu dessen hervorragenden Charakterzügen Bescheidenheit, Liebenswürdigkeit, Hilfsbereitschaft, Furchtlosigkeit und gesunder Witz gehörten.

Als Sohn eines evangelischen Pfarrers kam Zenneck am 15. April 1871 zu Ruppertshofen in Württemberg zur Welt. In Tübingen studierte er Mathematik und Naturwissenschaften. Zur Physik kam er, als er sich nach seiner Promotion entschloß, Assistent bei Professor Braun in Straßburg zu werden. Damit war der Grund zu seiner Liebe zur Hochfrequenztechnik gelegt, der er dann zeit seines Lebens mit ganzer Schaffenskraft verfallen war. Es war ihm vergönnt, die Anfangsentwicklung der drahtlosen Telegraphie wesentlich mitzugestalten. Noch in guter Erinnerung sind seine ersten Ausbreitungserfolge über See von der historischen Kugelbake an der Elbmündung bis nach Helgoland. Der an dieser Stätte am 7. Juli 1956 enthüllte Zenneck-Gedenkstein ist für kommende Generationen ein Denkmal an diesen Pionier der deutschen Hochfrequenzforschung. Die Technischen Hochschulen Danzig und Braunschweig

waren weitere Stationen seines erfolgreichen Wirkens. Nach mehrjähriger Tätigkeit bei der BASF in Ludwigshafen ging er als Nachfolger von Professor Max Wien wieder nach Danzig zurück, um dann 1913 einem Ruf an die Technische Hochschule München zu folgen. Aus dieser 25jährigen Tätigkeit her ist er vielen Physikern und Ingenieuren als der unvergleichliche Meister der physikalischen Experimentalvorlesung in Erinnerung. Neben der Experimentalphysik blieb aber die Hochfrequenzphysik stets sein bevorzugtes Arbeitsgebiet. Schon als junger Wissenschaftler hatte er 1905 das über tausend Seiten umfassende Werk „Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie“ geschrieben, dem 1908 das „Lehrbuch der drahtlosen Telegraphie“ folgte, das für eine ganze Generation von Hochfrequenz-Ingenieuren richtungweisend war. Untrennbar ist der Name Zenneck auch mit der Ionosphärenforschung verbunden, als deren Begründer er in Deutschland gilt. Die Stationen auf dem Herzogstand am Walchensee und in Kochel waren sein Werk.

Seine klaren Erkenntnisse des hohen Bildungswertes der Naturwissenschaften und Technik für weite Kreise ließen Zenneck auch an der Entwicklung des von Oskar von Miller gegründeten Deutschen Museums wesentlichen Anteil nehmen. Im Jahre 1930 trat er in den Vorstand des Deutschen Museums ein, und 1933 wurde er als Nachfolger von Oskar von Miller Vorsitzender des Vorstandes. Zwanzig Jahre hindurch, bis zur Vollendung seines 82. Lebensjahres, widmete er in schweren Zeiten dem Deutschen Museum seine wertvollen Dienste. Nach 1945 galt seine unermüdliche, opfervolle Arbeit dem Wiederaufbau und der Ausgestaltung des Museums. Sein Name und der Oskar von Millers sind für immer mit dem Deutschen Museum verbunden.

Ein an Erfolgen und Ehrungen reiches Leben hat sich vollendet. In stiller Trauer gedenkt man nicht nur in Deutschland, sondern in allen Ländern eines Mannes, der als Forscher und Lehrer mitgeholfen hat, der Hochfrequenztechnik entscheidende Erkenntnisse und Fortschritte zu geben und eine Generation von Ingenieuren und Physikern heranzubilden, die in seinem Geiste am ständigen Fortschritt von Wissenschaft und Technik arbeitet.

Nomenklatur der Bandfilter und Bandfilterberechnung

DK 621.372.543.2.001.11 + 001.2

Der vorliegende Beitrag befaßt sich mit Bandfiltern und ihrer Berechnung. Der Entwicklungsingenieur hat beim Studium der einschlägigen Literatur häufig Schwierigkeiten, die für die Berechnung notwendigen Formelunterlagen schnell zu finden. Deshalb soll hier der Versuch unternommen werden, die wichtigsten Formeln und Formelzeichen in einer zusammenfassenden Darstellung zu bringen. Auf ihre Herleitung wurde ganz verzichtet; das kann im Bedarfsfalle dem am Schluß der Arbeit angegebenen Schrifttum entnommen werden.

Für wertvolle Hinweise und Korrekturen möchte ich an dieser Stelle ganz besonders den Herren Kerkhof und Stolk von der Firma Philips, Eindhoven, danken.

Die mit einem Stern (*) versehenen Gleichungen gelten für beliebige Güteverhältnisse der Primär- und Sekundärseite.

1. Nomenklatur

Von einzelnen Autoren werden verschiedene Kurzbezeichnungen benutzt, die aus Tab. II auf S. 170 hervorgehen.

2. Bandfilter gleicher Güte ($Q_I = Q_{II}$)

Für den Entwurf eines Bandfilters müssen je nach der Problemstellung eine oder mehrere der folgenden Angaben vorliegen:

- 1. Bandbreite B ,
- 2. maximal zulässige Einsattelung A ,
- 3. größtmögliche Güte Q , da die Güte einer vorliegenden Spulenkonstruktion begrenzt ist,
- 4. normierte Kopplung $q = k \cdot Q$.

Die Definition der Bandbreite B ist nicht ganz einheitlich; aus diesem Grunde wurden in Tab. I die wichtigsten im Schrifttum anzutreffenden Definitionen zusammengestellt; am interessantesten ist zweifellos die an zweiter Stelle angeführte, sie stellt die Bandbreite dar, die sich 3 dB unterhalb des geometrischen Mittelwertes von Höcker- und Sattelpunkt einstellt. Diese Bandbreite hat den Wert

$$B^{\textcircled{1}} = \sqrt{2} \cdot k \cdot f_0 \quad \text{oder} \quad k = \frac{B^{\textcircled{1}}}{\sqrt{2} \cdot f_0} \tag{1}$$

Tab. I. Verschiedene Definitionen der Bandbreite

Bezeichnung	Form	Formel	$B = f(b)$	B (für $q=1$)
$B^{\textcircled{2}}$		$= k f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{q^2} + \sqrt{2(1 + \frac{1}{q^2})}}$ $= \frac{f_0}{Q} \sqrt{q^2 - 1 + \sqrt{2q^2(1 + q^2)}}$		$b\sqrt{2}$
$B^{\textcircled{1}}$		$= k f_0 \sqrt{2} = \frac{\sqrt{2} q f_0}{Q}$ <p>(gültig zwischen $0,7 < q < 3$)</p>	$bq\sqrt{2}$	$b\sqrt{2}$
$B^{\textcircled{3}}$		$= \frac{f_0}{Q} \sqrt{q^2 + 2q - 1}$	$b\sqrt{q^2 + 2q - 1}$	$b\sqrt{2}$
$B^{\textcircled{4}}$		$= \frac{f_0}{Q} \sqrt{2(q^2 - 1)}$ <p>(siehe Tab. III)</p>	$b\sqrt{2(q^2 - 1)}$	0
$B^{\textcircled{5}}$		$= \frac{f_0}{Q} \sqrt{q^2 - 1} = \frac{f_0}{Q} \Omega_H$ <p>(siehe Tab. III)</p>	$b\sqrt{q^2 - 1}$	0
b		$= \frac{f_0}{Q}$	b	

Der Geltungsbereich von Gl. (1) in bezug auf die normierte Kopplung $q = k \cdot Q$ ist sehr groß: sie gilt für

$$0,7 < q < 3 \tag{1a}$$

Weitere Einzelheiten über die Bandbreite sind aus Tab. I zu entnehmen. Dividiert man die Gleichung für den Höckerabstand $B^{\textcircled{3}}$ durch die Gleichung für $B^{\textcircled{1}}$, so ergibt sich

$$\frac{B^{\textcircled{3}}}{B^{\textcircled{1}}} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{2q^2}} \tag{2}$$

Diese Beziehung ist bei der Bandfilterentwicklung sehr nützlich. Beim Wobbeln ist der Höckerabstand am einfachsten zu bestimmen. Ist nämlich die normierte Kopplung $q = k \cdot Q$ des Bandfilters bekannt, so läßt sich sofort die Bandbreite angeben. Streng genommen, gilt Gl. (2) nur für Bandfilter mit gleichen Güten $Q_I = Q_{II}$. Im Bild 1 ist der Verlauf der Gl. (2) dargestellt.

Das Amplitudenverhältnis Sattel zu Höcker, kurz als Einsattelungsverhältnis A bezeichnet, wird aus der Beziehung

$$A = \frac{2q}{1 + q^2} = \frac{U_0}{U_H} \tag{3}$$

berechnet; daraus folgt beispielsweise für die normierte Kopplung

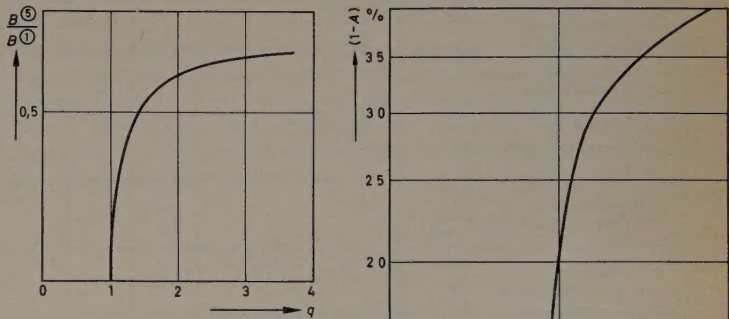


Bild 1. Quotient aus Höckerabstand und Bandbreite als Funktion der normierten Kopplung nach Gl. (2)

Bild 2. Einsattelung $1 - A$ als Funktion der normierten Kopplung q

$$q = k \cdot Q = \frac{1}{A} \pm \sqrt{\frac{1}{A^2} - 1} \tag{4}$$

In der Tab. III sind einige Werte der Funktion $A = f(q)$ angegeben; Bild 2 zeigt die Einsattelung $1 - A$ als Funktion der normierten Kopplung q . Sind Einsattelung ($1 - A$) und Bandbreite (B) gewählt, so ist aus Gl. (1) und Gl. (4) die Güte

$$Q = \frac{q}{k} \tag{5}$$

zu errechnen. (Ist die dabei gefundene Güte höher als konstruktiv realisierbar, so muß eine kleinere normierte Kopplung q gewählt werden. Damit ergibt sich zwar eine geringere Einsattelung, aber die

Gl. Nr	Bezeichnung	Zeichen	Formel	Behling [1]	Kerkhof [2]	Uijens [3]	Feldkeller [4]	Mansfeld [5]	Rint [6]	Kammerloher [7]	Meine [8]	Dammers [11]	Schiffel [12]
1	Bandbreite	B	Tab. I	B	B	B		B	$2\Delta f$	Δf	B (allg.) B Form C		B
1	Kopplungsfaktor (kritisch)	k (k_c)		k	k		k	k	K	k	k_{12}	k	
3	Einsattelungs- faktor	$A = \frac{U_0}{U_H} = \frac{2q}{1+q^2}$			A_p					A	$\frac{V_{\min}}{V_{\max}}$		
3 4 10	normierte Kopplung (kritisch)	$q = \frac{k_0}{k_c}$ ($q_c = k_c \cdot Q = 1$)		β (k/d)		q	K_{krit}	κ	$p_0 \cdot K$	$\alpha = k/d$	K_{12}	$\frac{K}{\delta}$	$\frac{k}{d}$
5	Güte	$Q =$ (mittlere Güte) $1/d = Q^* = \sqrt{Q_I Q_{II}}$		$\frac{1}{d}$	Q	Q	$\frac{1}{d}$	Q	$p_0 = q$	$\frac{1}{\alpha}$	Q	$Q = \frac{1}{\delta}$	$\frac{1}{d}$
6	Verstärkung bei Resonanzfrequenz	$V_0^* = S Z_{ü0}^*$		V_0	G_0	G		$ w_0 $	V_0	w_h	$ w_0 $	g_0	
7	Transimpedanz bei konst. Bandbreite $B \textcircled{1} = k f_0 \sqrt{2}$	$Z_{ü0} = \frac{q^2}{1+q^2} \cdot \frac{1}{\pi \sqrt{2} B \textcircled{1} \sqrt{C_I C_{II}}}$					(Z_I)	g				(Z)	(Z)
8a	Transimpedanz bei Resonanzfrequenz (allgemein)	$Z_{ü0}^* = \frac{q}{1+q^2} \sqrt{Z_I Z_{II}}$					$(Z_I) =$ $(\frac{1}{Y_{h,h+1}})$	g			$ Z_{ü} $	(Z)	
9	Eingangsimpedanz	$Z_{e0}^* = Z_I \frac{1}{1+q^2}$				Z_I	$\frac{1}{g_a}$				$ Z_e $	(Z)	
9a	Ausgangsimpedanz	$Z_{a0}^* = Z_{II} \frac{1}{1+q^2}$				Z_0							
12	normierte Kopplung (allgemein)	$q^* = k \sqrt{Q_I Q_{II}}$		β^*									χ
13	Formfaktor	$F^* = (q^2 + 1) \left(\frac{d_I \cdot d_{II}}{d_I + d_{II}} \right)^2$					F						
14	normierte Verstimmung	$\Omega^* = \sqrt{Q_I Q_{II}}$		χ^*		χ		η		β	Ω		Ω
15b	(doppelte) relative Verstimmung	$\gamma^* = \frac{2\Delta f}{f_0}$		γ	$\frac{2d}{2a}$	β	ν	γ	ν	χ	γ	β	ν
	normierte Frequenz	$\frac{2\Delta f}{f_0 (d_I + d_{II})}$					Ω						
Tab. I	normierte Höckerverstimmung	$\Omega_H = \pm \sqrt{q^2 - 1}$		$(\frac{\gamma}{d})$			Ω_H						Ω_H
15 (36)	Selektion allgemein $1/S^*$	$\frac{1}{S} = \frac{\sqrt{(1-\Omega^2+q^2)^2 + 4\Omega^2}}{1+q^2}$		$(\frac{1}{S})$					$(\frac{1}{TS})$				
16	Weitabselektion	$\frac{1}{S'} = \frac{\gamma^2}{1/Q^2 + k^2}$							$(\frac{1}{TS})$				
17	Reflexionsfaktor bei Resonanzfrequenz	$r_0 = \frac{q^2 - 1}{q^2 + 1}$											$\frac{W-1}{W+1}$
18	Antennenauf- schaukelung	$\alpha_0 = 1/2 \sqrt{\frac{C_I}{C_{II}}}$											
20	Güteverhältnis	$\mathcal{J} = \frac{Q_I}{Q_{II}}$ bzw. $\frac{Q_{II}}{Q_I} \cong 1$		\mathcal{J}	q	r		ρ					
Tab. IV	Flachkopplung	$k_{tr}^* = \sqrt{1/2 (d_I^2 + d_{II}^2)}$		k_{trans}				k_{tr}	k_{tr}		k_f		
21a	normierte Flachkopplung	$q_{tr}^* = \sqrt{1/2 (\mathcal{J} + 1/\mathcal{J})}$		(β^*)		(q)	K_{flach}	κ_{tr}					
37ff	Anzahl der Stufen Anzahl der Kreise	m n	bei Kaskaden	n	m n	n		n	n			m n	n

**Tab. II.
Nomenklatur**

In Klammern gesetzte Kurzbezeichnungen bedeuten, daß der betreffende Autor für den speziellen Ausdruck keine besondere Bezeichnung verwendet. Die Zahl bei dem jeweiligen Namen entspricht der Nummer im Schriftumsverzeichnis

Bandbreite bleibt unverändert, wenn k konstantgehalten wird.) Ein wichtiger Begriff beim Bandfilter ist die Transimpedanz $Z_{ü}$; sie ist das Verhältnis der Wechsellspannung U_2 am Gitter der Folgeröhre zum Anodenwechselstrom I_1 der vorhergehenden Röhre oder, mit anderen Worten, der für die Verstärkungsberechnung maß-

gebende (scheinbare) Außenwiderstand einer bandfiltergekoppelten Stufe. Multipliziert mit der Steilheit $S = I_1/U_{g1}$, gibt das Produkt

$$S \cdot Z_{ü} = V_0 = \frac{I_1}{U_{g1}} \cdot \frac{U_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_{g1}} \quad (6)^*$$

Tab. III. Zusammenfassung von Werten der Funktion $A = f(q)$ bei verschiedenen Werten von q

$f(q)$	q							
	0,7	0,9	1	1,4	1,7	2,0	2,2	3,0
$\sqrt{2(q^2 - 1)}$				1,42	2,0	2,43	2,85	4,05
$\sqrt{q^2 - 1}$				1	1,4	1,7	1,96	2,85
$\frac{2q}{q^2 + 1}$			1	0,94	0,87	0,8	0,7	0,6
$1 - \frac{2q}{q^2 + 1}$				6%	13%	20%	30%	40%
$\frac{q^2}{1 + q^2}$	0,33	0,445	0,5	0,665	0,75	0,8	0,82	0,9
$\frac{q}{1 + q^2}$	0,47	0,495	0,5	0,47	0,44	0,4	0,37	0,3
$\frac{1}{1 + q^2}$			0,5	0,33	0,25	0,2	0,17	0,1
$\frac{q^2 - 1}{q^2 + 1}$			0	33%	50%	60%	66%	80%

die Verstärkung in Bandmitte vom Steuergitter der Vorröhre (U_{g1}) bis zum Gitter der Folgeröhre (U_2) an.

Bei einer definierten Bandbreite B gilt für die Transimpedanz

$$Z_{\ddot{u}0} = \frac{q^2}{1 + q^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot B \cdot \sqrt{C_I \cdot C_{II}}}}, \quad (7)$$

wobei C_I und C_{II} die Kapazitäten der Einzelkreise sind.

Der in Gl. (7) enthaltene Faktor $\frac{q^2}{1 + q^2}$ ist für verschiedene Werte von q aus Tab. III zu entnehmen; im Bild 3 ist sein Verlauf gezeichnet. Wie aus Gl. (7) erkennbar ist, wird die Verstärkung und damit auch die Transimpedanz mit wachsenden Werten von q größer. (Der Faktor $q^2/(1 + q^2)$ ist 0,5 für $q = 1$ und 1 für $q = \infty$.) Bei einer definierten konstanten Güte $Q = Q_I = Q_{II}$ gilt für die Transimpedanz

$$Z_{\ddot{u}0} = \frac{q}{1 + q^2} \cdot \frac{Q}{\omega_0 \sqrt{C_I \cdot C_{II}}}, \quad (8)$$

für ein beliebiges Güteverhältnis ($Q_I/Q_{II} = \gamma$) dagegen

$$Z_{\ddot{u}0}^* = \frac{q}{1 + q^2} \cdot \sqrt{Z_I \cdot Z_{II}} \quad (8a)^*$$

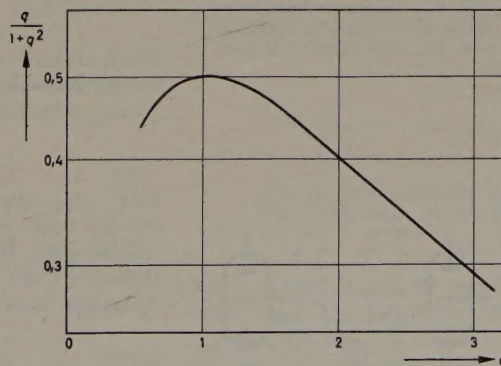
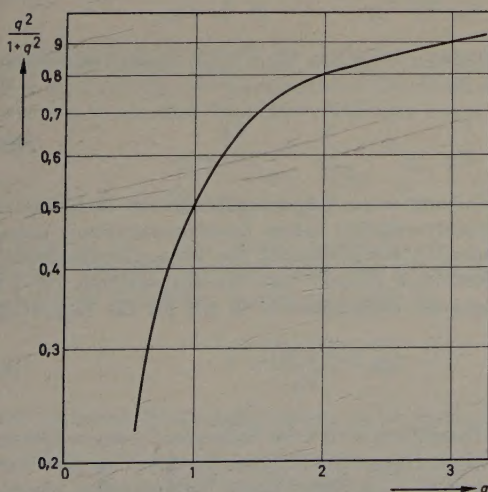
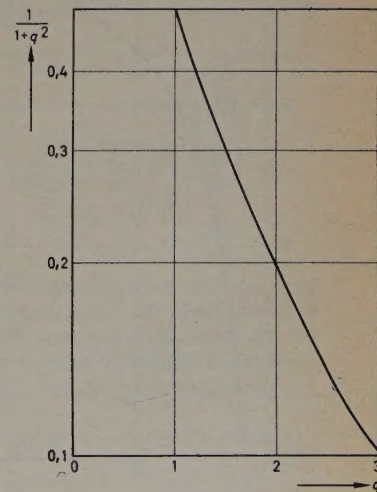


Bild 4. $q/(1 + q^2)$ als Funktion von q

◀ Bild 3 $q^2/(1 + q^2)$ als Funktion von q

Bild 5. $1/(1 + q^2)$ als Funktion von q ▶



Der in Gl. (8) auftretende Faktor $\frac{q}{1 + q^2}$ ist ebenfalls aus Tab. III zu entnehmen; im Bild 4 ist dessen Verlauf gezeichnet.

Bei Anpassungsbetrachtungen spielt die Eingangsimpedanz Z_e des Bandfilters eine Rolle. Das ist die Impedanz, mit der die Anode der Vorröhre durch das Bandfilter belastet erscheint.

$$Z_{e0} = Z_I \frac{1}{1 + q^2} \quad (9)$$

Der bei Z_I in Gl. (9) stehende Faktor ist in der Tab. III zu finden und im Bild 5 dargestellt.

Entsprechend gilt für die Ausgangsimpedanz

$$Z_{a0} = Z_{II} \frac{1}{1 + q^2} \quad (9a)$$

Die wichtigste Größe in der Bandfiltertheorie ist die normierte Kopplung q , die durch die Gl. (5) wiedergegeben ist. Sie stellt gewissermaßen das Spannungsübersetzungsverhältnis des Bandfilters dar. In voller Strenge gilt dieser Zusammenhang aber nur für Bandfilter, bei denen Primär- und Sekundärimpedanz identisch sind ($Z_I = Z_{II}$). Dividiert man nämlich unter dieser Voraussetzung Gl. (8) durch Gl. (9), so erhält man

$$\frac{Z_{\ddot{u}0}}{Z_{e0}} = q \quad (10)$$

Da $S \cdot Z_{\ddot{u}0}$ die Spannungsverstärkung U_2/U_{g1} vom Gitter der Vorröhre bis zum Gitter der Folgeröhre und $S \cdot Z_{e0}$ die Verstärkung U_1/U_{g1} darstellt, wobei U_1 die Spannung am Primärkreis des Bandfilters bedeutet, ergibt sich insgesamt

$$\frac{Z_{\ddot{u}0}}{Z_{e0}} = \frac{U_2}{U_{g1}} \cdot \frac{U_{g1}}{U_1} = \frac{U_2}{U_1} = q \quad (11)$$

als Spannungsverstärkung des Bandfilters für $Z_I = Z_{II}$ (siehe auch Gl. (18)).

Die normierte Kopplung läßt sich dann am fertigen Bandfilter sehr leicht messen. Zuerst wird die Spannung U_{kI} am Primärkreis mit kurzgeschlossenem Sekundärkreis bei Resonanzfrequenz gemessen, darauf der Sekundärkreis geöffnet und die sich nun einstellende Spannung U_{II} abgelesen, nachdem der Sekundärkreis auf maximalen Energieentzug eingeregelt wurde. Die normierte Kopplung ist dann

$$q^* = k \sqrt{Q_I \cdot Q_{II}} = \sqrt{\frac{U_k}{U_I} - 1} \quad (12)^*$$

Nach Feldtkeller wird das Verhältnis $U_k/U_I = F$ als Formfaktor des Bandfilters bezeichnet. Somit läßt sich Gl. (12) auch als

$$q = \sqrt{F - 1} \quad (13)$$

(für $Q_I = Q_{II}$) schreiben oder in allgemeiner Form als

$$q^* = \sqrt{\frac{F(1+\gamma)^2 - 1}{4\gamma}}, \quad (13a)$$

wenn bei ungleichen Güten der Einzelkreise $\gamma = Q_I/Q_{II}$ oder $\gamma = Q_{II}/Q_I$ ist.

An den Bandgrenzen ist diese Spannung gemäß der Definition um 3 dB abgesunken (1:1,4); in diesem Fall ist die Selektion 1:1,4. Bezeichnet man

$$\Omega^* = y \sqrt{Q_I \cdot Q_{II}} \quad (14)^*$$

als normierte Verstimmung, dann ist das Verhältnis Amplitude in Bandmitte zu Amplitude bei beliebiger normierter Verstimmung, also die Selektion des Bandfilters, definiert als

$$\frac{1}{S_{BF}^*} = \frac{\sqrt{(1 - \Omega^2 + q^2)^2 + 4\Omega^2}}{1 + q^2} \quad (15)^*$$

Für einen Einzelkreis ist die Selektion allgemein

$$\frac{1}{S_E} = \sqrt{1 + y^2 \cdot Q^2}, \text{ wobei } y = \frac{2\Delta f}{f_0} \quad (15a), (15b)$$

Für Weitabselektion $y \cdot Q \gg 1$ gilt

$$\frac{1}{S_E} = y \cdot Q \quad (15c)$$

Bei großen Werten von Ω ($\Omega \gg q$) kann man für die Weitabselektion schreiben

$$\frac{1}{S_{BF}'} = \frac{\Omega^2}{1 + q^2} = \frac{y^2}{\frac{1}{Q^2} + k^2} = \frac{y^2}{\frac{1}{Q^2} + \frac{B^2}{2f_0^2}} \quad (16)$$

Man kann sich leicht davon überzeugen, daß bei konstantgehaltener Bandbreite die Weitabselektion nur unter gewissen Voraussetzungen mit höheren Güten zu verbessern ist. Es muß sein (beim ursprünglichen Filter)

$$\frac{1}{Q^2} \geq \frac{B^2}{2f_0^2} \text{ bzw. } \frac{1}{Q^2} \geq k^2$$

Bei Anpassung muß der Reflexionsfaktor r berücksichtigt werden; bei den Höckerfrequenzen eines überkritisch gekoppelten Filters ist er Null. Es handelt sich hier um einen für die betreffenden Frequenzen ideal angepaßten Übertrager. Das bedeutet, daß beispielsweise bei angepaßter Antenne der übersetzte Antennenwiderstand gleich der Eingangsimpedanz des Bandfilters bei den Höckerfrequenzen ist. Während die Eingangsimpedanz Z_{e0} in Bandmitte durch Gl. (9)

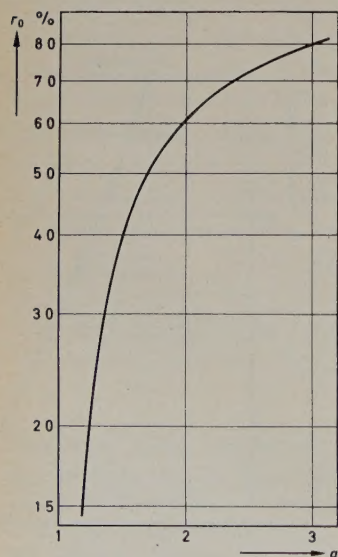


Bild 6. Maximaler Reflexionsfaktor r_0 (in Bandmitte) als Funktion der normierten Frequenz

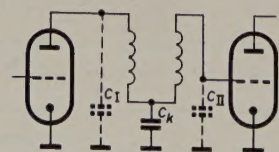


Bild 7. Prinzipschaltung eines fußpunktgekoppelten Bandfilters

gegeben ist, gilt für den entsprechenden Wert bei den Höckern $Z_{eH} = \frac{1}{2}Z_I$, was bei identischen Kreisen ($Z_I = Z_{II}$) gleich der Eingangsimpedanz Z_e eines kritisch gekoppelten Bandfilters für $q = 1$ ist (Gl. (1)). Diese Größe ist hier aber auch gleich der Transimpedanz $Z_{ü0}$ des kritisch gekoppelten Bandfilters (Gl. (8)). Es kann leicht gezeigt werden, daß die (im allgemeinen komplexe) Eingangsimpedanz bei der normierten Höckerverstimmung

$$\Omega = \sqrt{q^2 - 1} \quad (14a)$$

gemäß Tab. II beziehungsweise Tab. I, Zeile 5, immer reell wird. Den Reflexionsfaktor bei Resonanzfrequenz bestimmt man aus der Beziehung

$$r_0 = \frac{q^2 - 1}{q^2 + 1} \quad (17)^*$$

Der Betrag von $r_0 = f(q)$ ist zahlenmäßig in Tab. III und in Kurvenform im Bild 6 zu sehen. Die Bandgrenzen, außerhalb deren der Reflexionsfaktor seinen maximalen Betrag entsprechend der Gl. (17) überschreitet, stellen die sogenannte Satteltiefe des Bandfilters dar (Bandbreite auf Satteltiefe B^{\odot} gemäß Tab. I). Gl. (17) läßt sich auch in die Form

$$k_{\max} = \frac{f_2 - f_1}{2f_0} \sqrt{\frac{1 + r_0}{r_0}} \quad (17a)$$

oder

$$q_{\max} = k \cdot Q_{\max} \sqrt{\frac{1 + r_0}{1 - r_0}} \quad (17b)$$

bringen.

Zahlenbeispiel

Es soll an eine Antenne mit $Z_I = 240 \Omega$ Fußpunktwiderstand bei einer Betriebsfrequenz von 64 MHz ein Bandfilter mit 7 MHz Bandbreite und einer Sekundärkapazität $C_{II} = 10$ pF angekoppelt werden.

Wenn die Einsattelung ($1 - A$) nicht größer als 3,5% sein soll, erhält man aus Gl. (3) für die normierte Kopplung den Wert $q = 1,3$ bei einem maximalen Reflexionsfaktor $r = 26\%$, der aus Gl. (17) gefunden wurde. Nach Gl. (1) ergibt sich $k = 7,68\%$ und aus Gl. (5) dann $Q = 1,70$. Daraus folgt für die Sekundärimpedanz

$$Z_{II} = \frac{Q}{\omega_0 C_{II}} = 4,2 \text{ k}\Omega$$

Für Bandfilter mit gleichen Güten gilt $C_I \cdot Z_I = C_{II} \cdot Z_{II}$, daraus $C_I = 175$ pF.

Die Antennenaufschaukelung α ist gegeben durch

$$\alpha_H = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Q}{\omega_0 \cdot Z_I \cdot C_{II}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_I}{C_{II}}} = 2,1 \quad (18)$$

Für die Bandmitte gilt

$$\alpha_0 = \frac{q}{1 + q^2} \sqrt{\frac{Q}{\omega_0 \cdot Z_I \cdot C_{II}}} = \frac{q}{1 + q^2} \sqrt{\frac{C_I}{C_{II}}} = 2,03 \quad (18a)$$

Einen anderen, einfacheren Weg, den Wert α_0 zu finden, bietet eine andere Form der Gl. (3)

$$\frac{U_0}{U_H} = A = \frac{\alpha_0}{\alpha_H} = \frac{2q}{1 + q^2} \quad (3a)$$

Bild 7 zeigt die Schaltung eines fußpunktgekoppelten Bandfilters, wie sie beim Breitbandverstärker (ohne Zusatzkapazitäten) angewendet wird. Bedeuten C_k die Kapazität des Koppelkondensators, C_I und C_{II} die Summe von Röhren- und Streukapazitäten auf der Ausgangs- beziehungsweise Eingangsseite, so gilt für die Kopplung

$$k = \frac{\sqrt{C_I \cdot C_{II}}}{C_k} \quad (19)$$

Zum Abgleich eines Bandfilters wird beim Trimmen des einen Kreises der andere ausgeschaltet. Das geschieht entweder durch starkes Verstärken oder Bedämpfen — am besten durch Kurzschließen — oder

sehr weitgehende Entkopplung der Kreise. Dabei ist aber zu bedenken, daß der im Anodenkreis der Röhre wirksame Widerstand, der im Falle des abgeglichenen Bandfilters gleich der Eingangs- beziehungsweise Ausgangsimpedanz ist, erheblich größere Werte annehmen kann; in gleichem Maße wird auch die Rückwirkung vergrößert. Bei geringer Rückwirkungssicherheit der Verstärkerstufe läßt sich dann das Filter möglicherweise überhaupt nicht mehr abgleichen. Es kann der Fall eintreten, daß die Stufe ins Schwingen gerät oder daß sich — bei weniger starker Rückwirkung — beim Trimmen eine falsche Resonanzlage einstellt, die dann zu einer schiefen Durchlaßkurve des Filters führt. Auch eine an sich vollständig rückwirkungsfrei aufgebaute Bandfilterstufe — selbst wenn $Q_I = Q_{II}$ und $Z_I = Z_{II}$ ist — kann trotz exakten Abgleichs eine schiefe Durchlaßkurve haben. Die Ursache für diesen Effekt liegt in der Koppelreaktanz, wenn diese entweder verlustbehaftet oder infolge sehr großer relativer Bandbreite ($B/f_0 > 0,1$) nicht mehr als frequenzunabhängig angesehen werden kann.

Der bisweilen beim Breitbandverstärker verwendete Bifilarübertrager stellt einen angenähert 100% gekoppelten Transformator dar. Aus diesem Grunde aber ist der Bifilarübertrager nicht als Bandfilter zu betrachten und auch nicht wie dieses abgleichbar, da bei Kurzschluß des einen Kreises der andere mit kurzgeschlossen ist. Die Abstimmung erfolgt lediglich auf einen Höcker, dessen Resonanzfrequenz f_1 bei der Frequenz $f_0/\sqrt{2}$ liegt. Der andere Höcker liegt bei der Frequenz ∞ . Es gelten nämlich

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \quad \text{und} \quad f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}},$$

so daß für $k \approx 1$ der Wert für f_2 gegen Unendlich geht; f_0 ist hier die Resonanzfrequenz eines Kreises allein. Bei fester Kopplung schalten sich die Kapazitäten beider Kreise parallel.

3. Bandfilter ungleicher Güten, Übergangskopplung

Die bisherigen Überlegungen galten Bandfiltern gleicher Güte der Einzelkreise (bei im allgemeinen überkritischer Kopplung). Will man mit stärkerer Kopplung größere Bandbreiten erreichen, so setzt die mit wachsenden Werten der normierten Kopplung immer stärker werdende Einsattelung (über 30%) der Anwendung eine Grenze.

Bei Bandfiltern gleicher Güte der Einzelkreise ist Einwelligkeit dann vorhanden, wenn

$$q_c = k_c \cdot Q' = 1 \quad (4a)$$

Hierbei ist die Bandbreite (nach Tab. I und IV)

$$B^{\odot} = B^{\ominus} = \frac{\sqrt{2} f_0}{Q} \quad (1a)$$

In diesem Zustand besteht die kritische Kopplung k_c .

Man kann aber darüber hinaus größere Bandbreiten (bei Einwelligkeit) erhalten, wenn man das Güteverhältnis γ von 1 verschieden macht, also

$$\frac{Q_I}{Q_{II}} = \gamma \neq 1 \quad \text{oder} \quad \frac{Q_{II}}{Q_I} = \gamma \neq 1 \quad (20)^*$$

Bandfilter mit $\gamma \neq 1$, deren Durchlaßkurve in Form einer flachen Kuppe verläuft, nennt man flach- oder übergangs- oder transitionalgekoppelte Bandfilter. Bedingung hierfür ist

$$\gamma = q_{tr}^2 \pm \sqrt{q_{tr}^4 - 1} \quad (21)^*$$

Die normierte Übergangskopplung q_{tr} ist durch die Beziehung

$$q_{tr}^2 = k \sqrt{Q_I \cdot Q_{II}} = \sqrt{1/2} (\gamma + 1/\gamma) \quad (21a)^*$$

Tab. IV. Vergleich eines Einzelkreises mit einem einwelligen Bandfilter

	Einzelkreis $C_I + C_{II} = 2C_I$	Bandfilter $C_I = C_{II}$			
Spalte	I	II	III	IV	V
Dämpfungen	$d_I = d$	$d_I = d_{II} = d$	$d_{II} = \gamma d_I$	$d_{II} = d_I / \gamma$	$d_{II} = 0 \quad (\gamma = \infty)$
Kopplung k		kritisch $k_c = d$	transitional $k_{tr}^* = d_I \sqrt{\frac{1+\gamma^2}{2}}$	transitional $k_{tr}^* = d_I \sqrt{\frac{1+1/\gamma^2}{2}}$	transitional $k_{tr}^* = \frac{d_I}{\sqrt{2}}$
normierte Kopplung q		$q_c = 1$	$q_{tr}^* = \sqrt{\frac{1}{2}(\gamma + 1/\gamma)}$	$q_{tr}^* = \sqrt{\frac{1}{2}(\gamma + 1/\gamma)}$	
Bandbreite bei 3dB-Abfall B_3	$f_0 d$	$f_0 d \sqrt{2}$	$f_0 \frac{d_I}{\sqrt{2}} (1+\gamma)$	$f_0 \frac{d_I}{\sqrt{2}} (1+1/\gamma)$	$f_0 \frac{d_I}{\sqrt{2}}$
Verstärkung in Bandmitte bei $B_3 = \text{konst. } V_0$	$\frac{S}{2\pi B_3 2C_I}$	$\frac{S}{2\pi B_3 \sqrt{2} C_I}$	$\frac{S}{4\pi B_3 C_I} \frac{2\sqrt{1+\gamma^2}}{(1+\gamma)}$	$\frac{S}{4\pi B_3 C_I} \frac{2\sqrt{1+1/\gamma^2}}{(1+1/\gamma)}$	$\frac{S}{2\pi B_3 C_I}$
V_0 Bandfilter V_0 Einzelkreis	1	$\sqrt{2}$	$2 \frac{\sqrt{1+\gamma^2}}{1+\gamma}$	$2 \frac{\sqrt{1+1/\gamma^2}}{1+1/\gamma}$	2

Tab. V. Zahlenwerte einiger Funktionen von γ für verschiedene γ

$\gamma =$	1	2	5	10	20	100	
Verstärkungsänderung gegen Einzelkreis; $\frac{2\sqrt{1+\gamma^2}}{1+\gamma}$	1,41	1,5	1,7	1,88	1,9	2,0	$V_0 \text{ III} / V_0 \text{ I}$
Bandbreitenänderung gegen Einzelkreis; $\frac{1+\gamma}{\sqrt{2}}$	1,41	2,11	4,2	7,8	14,8	71,5	$B \text{ III} / B \text{ I}$
$k_{tr}^* / k_c ; \sqrt{\frac{1+\gamma^2}{2}}$	1,0	1,57	3,6	7,1	14,2	71,0	k_{tr}^* / k_c
$q_{tr}^* / q_c ; \sqrt{\frac{1}{2}(\gamma + 1/\gamma)}$	1,0	1,12	1,14	2,23	3,15	7,1	q_{tr}^* / q_c

gegeben. (Bandfilter mit $\gamma \neq 1$ und mit Einsattelung sollen im Rahmen dieser Arbeit nur am Rande behandelt werden.) Aus Tab. IV ist zu ersehen, wie sich einwellige Bandfilter ($d_I = d_{II}$; $d_{II} = \gamma \cdot d_I$; $d_{II} = 0$) hinsichtlich Verstärkung und Bandbreite zueinander und zu einem Einzelkreis, dessen Güte gleich der Güte eines BF-Einzelkreises und dessen Kreiskapazität sich aus der Summe der Kreiskapazitäten der beiden Bandfilter-Einzelkreise zusammensetzt, verhalten. Man erkennt, daß bei Verschlechterung der Güte eines der beiden Kreise ($d_{II} = \gamma \cdot d_I$) die Bandbreite mit wachsenden Werten von γ zunimmt. Es ist zu beachten, daß man für γ nicht beliebige Werte einsetzen darf, sondern es muß dabei Gl. (21) erfüllt sein. Tab. V enthält einige der in Tab. IV, Spalte III und IV, zusammengefaßten Funktionen von γ als Zahlenwerte für verschiedene γ .

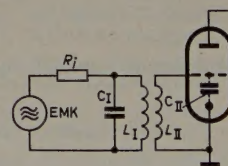


Bild 8. Ersatzschaltbild einer Mischdetektorstufe mit Bandfilter

Die Auskopplung der ZF von der Mischdetektorstufe auf die erste Röhre des ZF-Verstärkers ist beispielsweise als Fall $d_{II} = 0$ zu betrachten (Bild 8). Mit R_i sei der Detektorwiderstand für die ZF und mit C_{II} die Eingangskapazität der ersten ZF-Röhre bezeichnet. Die benötigte Bandbreite sei B (Tab. IV). Für die Primärdämpfung gilt

$$d_I = \frac{1}{R_i \cdot \omega_c C_I} = \frac{\sqrt{2} B}{f_z} \quad (22)^*$$

da

$$B = \frac{f_z \cdot d_I}{\sqrt{2}}$$

Daraus ergibt sich weiter

$$C_I = \frac{f_z}{\sqrt{2} B \cdot R_i \cdot \omega_z} = \frac{1}{2 \sqrt{2} \pi \cdot B \cdot R_i} \quad (23)^*$$

Aus den Beziehungen (Tab. IV)

$$k_{tr}^* = \frac{d_I}{\sqrt{2}} \quad \text{und} \quad d_I = \frac{\sqrt{2} B}{f_z}$$

ergibt sich die Kopplung

$$k_{tr}^* = \frac{B}{f_z} \quad (24)^*$$

Alle übrigen Größen lassen sich dann leicht bestimmen [1].

Die Frage nach der Verstärkungszahl von Bandfiltern gleicher Bandbreite, aber mit gleichen beziehungsweise verschiedenen Güten (angenommen sei $C_I = C_{II} = C$) beantwortet folgende Gegenüberstellung [8] (Tab. IV):

1. Für $Q_I = Q_{II}$ und $q = 1$ gilt (kritische Kopplung)

$$V_{01} = \frac{S}{2 \sqrt{2} \pi \cdot B \cdot C} \quad (25)$$

2. Für $Q_I = \gamma \cdot Q_{II}$ und $q = 1/2$ ($\gamma + 1/\gamma$) (Übergangskopplung)

$$V_{02} = \frac{S \sqrt{1 + \gamma^2}}{2 \pi B \cdot C (1 + \gamma)} \quad (26)^*$$

3. Für $Q_I = \infty$ und $q = \sqrt{1/2}$ (theoretischer Fall)

$$V_{03} = \frac{S}{2 \pi B \cdot C} \quad (27)^*$$

4. Für $Q_I = Q_{II}$ und $q = 1,99$ (überkritisch, $A = 1 : 0,8$)

$$V_{04} = \frac{S}{2 \pi B \cdot 2 C} \cdot 2,46 \quad (28)$$

5. Für $Q_I = Q_{II}$ und $q = 2,45$ (überkritisch, $A = 1 : 0,7$)

$$V_{05} = \frac{S}{2 \pi B \cdot 2 C} \cdot 3,1 \quad (29)$$

6. Für $Q_I = \infty$ und $q = k \cdot Q_{II} = 1,32$ (überkritisch, $A = 1 : 0,7$)

$$V_{06} = \frac{S}{2 \pi B \cdot 2 C} \cdot 3,4 \quad (30)^*$$

Es verhalten sich demnach

$$\begin{aligned} V_{01} : V_{02} : V_{03} : V_{04} : V_{05} : V_{06} \\ = 1 : \frac{\sqrt{2} (1 + \gamma^2)}{1 + \gamma} : 1,41 : 1,73 : 2,19 : 2,4 \end{aligned} \quad (31)$$

(Die entsprechende Verstärkung eines Einzelkreises mit

$$C = C_I + C_{II} = 2 \cdot C_I \text{ ist} \quad V_E = \frac{S}{2 \pi B \cdot 2 C_I} = 0,7 V_{01}) \quad (31a)$$

Man ersieht aus diesen Gegenüberstellungen, daß die Bandfilterverstärkung bei gleichen Kreisgüten und kritischer Kopplung am kleinsten ist, daß sie aber mit wachsenden Werten von q schnell zunimmt. Die Überlegenheit hinsichtlich der Verstärkung von Bandfiltern mit ungleichen Güten (die ihr Maximum mit dem Verbesserungsfaktor $\sqrt{2}$ bei $Q_I = \infty$ gegenüber der kritischen Kopplung hat) wird aber zunehmend unbedeutender, je größer der Wert der vorhandenen überkritischen Kopplung dann gemacht wird. Der Verstärkungsunterschied bei überkritischer Kopplung, der bei einer zu-

gelassenen Einsattelung von $1 : 0,7$ zugunsten des Bandfilters mit ungleichen Güten besteht, rechtfertigt aber wegen seiner geringen Überlegenheit (etwa 14%) in keiner Weise das bei der Serienfertigung mit in Kauf zu nehmende Risiko von starken Kurvenverzerrungen und — was noch bedeutungsvoller ist — Laufzeitverzerrungen schon bei geringen Abgleichfehlern. Es gibt natürlich Fälle, in denen ein Bandfilter mit ungleichen Güten nicht zu vermeiden ist, wie das oben angeführte Beispiel der Mischdetektorstufe erkennen läßt. Auch das Bandfilter im VHF-Kanalwähler hat ein ungleiches Güteverhältnis, am Primärkreis liegt die hohe Anodenimpedanz der HF-Vorröhre, während am Sekundärkreis der niedrige Eingangswiderstand des Mischers wirksam ist. Aus Rauschgründen kann hier am natürlichen Güteverhältnis nichts geändert werden. Infolge des geringen Beitrages dieses Bandfilters zur Gesamtselektion sind Laufzeitverzerrungen bei nachträglicher Verstimmung nicht mehr zu befürchten.

Im Bild 9 ist das Verhältnis der Verstärkungen eines Bandfilters mit ungleichen Güten bei beliebiger Einsattelung zu der eines kritisch gekoppelten Bandfilters gezeigt.

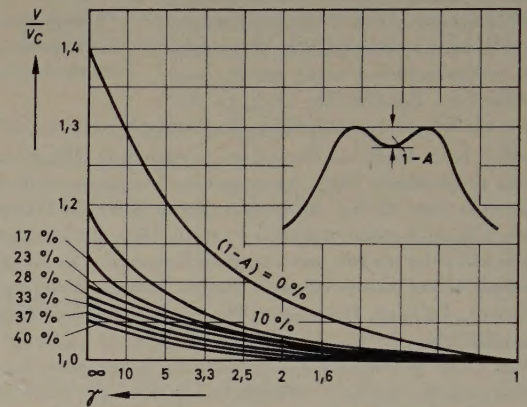


Bild 9. Verhältnis der Verstärkung eines Bandfilters mit ungleichen Güten bei beliebiger Einsattelung zu derjenigen eines kritisch gekoppelten Bandfilters als Funktion von q

Als allgemeine Formel für die Bandbreite (B^{\circledast} in Tab. I) gilt

$$B^{\circledast} = f_0 \frac{d_I + d_{II}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{s^*}, \quad (32)^*$$

dabei ist

$$s^* = \sinh \left[\frac{1}{2} \operatorname{ar} \sinh \left(\frac{V_{\max}^2}{V_{\min}^2} - 1 \right)^{-1/2} \right] \quad (33)^*$$

Einige ausgerechnete Werte von s^* sind nachstehend zusammengefaßt. Bei Einwelligkeit ist $s^* = 1$.

Einsattelung $1-A$ [°/0]	$Q_I = Q_{II}$		$Q_I = \infty$	
	s	$1/s$	s	$1/s$
5	1,01	0,98	2	0,5
10	0,8	1,25	1,58	0,635
20	0,57	1,75	1,15	0,88
30	0,45	2,22	0,9	1,12

Für die Transimpedanz Z_{tr} bei beliebiger Verstimmung und beliebigem Kreisgüteverhältnis γ gilt

$$Z_{tr} = \frac{q^* \sqrt{Z_I \cdot Z_{II}}}{\sqrt{(1 + q^{*2})^2 + \Omega^{*2} (\gamma + 1/\gamma - 2 q^{*2}) + \Omega^{*2}}} \quad (34)^*$$

In Bandmitte gilt für die Transimpedanz ($\gamma = 0$)

$$Z_{tr0}^* = \frac{q^*}{\omega_0 (1 + q^{*2}) \sqrt{C_I \cdot C_{II}}} \quad (35)^*$$

und für die Selektion $1/S$ in allgemeiner Form

$$\frac{1}{S^*} = \frac{\sqrt{(1 - \Omega^{*2} + q^{*2})^2 + \Omega^{*2} (\gamma + 1/\gamma + 2)}}{1 + q^{*2}} \quad (36)^*$$

4. Kaskadenschaltung von Bandfiltern gleicher Resonanzfrequenz

Es sollen einige einfache Formeln diskutiert werden, die sich auf bandfiltergekoppelte Breitbandverstärker beziehen, wobei alle Bandfilter auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind. Die Verstärkungsunterschiede zwischen den einzelnen Anordnungen gehen aus folgender Aufstellung hervor (m auf gleiche Bandmittelfrequenz abgestimmte Bandfilterstufen in Kaskadenschaltung mit $C_I = C_{II} = C$):

1. $Q_I = Q_{II}$, $q = 1$. Die Gesamtverstärkung ist für die Gesamtbandbreite B_{ges}

$$V_a^m = \left(\frac{S}{2\pi \cdot 2 C_I \cdot B_{ges}} \right)^m \left(\sqrt[4]{2^{1/m} - 1} \right)^m \cdot \sqrt{2}^{-m} \quad (37)$$

2. $d_{II} = d_I/\gamma$

$$V_b^m = \left(\frac{S}{2\pi \cdot 2 C_I \cdot B_{ges}} \right)^m \left(\sqrt[4]{2^{1/m} - 1} \right)^m \left(\frac{2\sqrt{1/\gamma^2 + 1}}{1/\gamma + 1} \right)^m \quad (38)^*$$

3. $Q_I = \infty$

$$V_c^m = \left(\frac{S}{2\pi \cdot 2 C_I \cdot B_{ges}} \right)^m \left(\sqrt[4]{2^{1/m} - 1} \right)^m \cdot 2^m \quad (39)^*$$

Das Verhältnis der Gesamtverstärkungen dieser 3 Fälle ergibt sich zu

$$V_a^m : V_b^m : V_c^m = 1 : \left(\frac{\sqrt{2(1/\gamma^2 + 1)}}{1/\gamma + 1} \right)^m : \sqrt{2}^{-m} \quad (40)$$

Aus der Gegenüberstellung ergibt sich, daß bei Bandfiltern ein maximaler Verstärkungsgewinn von $\sqrt{2}^m$ erreicht werden könnte, wenn man vom Wert $\gamma = 1$ auf den Wert $\gamma = \infty$ geht. In der Praxis läßt sich dieser Fall im allgemeinen aber nicht herstellen, da γ nicht größer als 2...3 gemacht werden kann, wie bereits angedeutet. In der folgenden Aufstellung ist der Verbesserungsfaktor F_2 (für $\gamma = 2$) sowie F_3 (für $\gamma = 3$) der Gesamtverstärkung für verschiedene Stufenzahlen m gegenüber $\gamma = 1$ angegeben.

$$F_\gamma^* = \left(\frac{\sqrt{2(1/\gamma^2 + 1)}}{1/\gamma + 1} \right)^m$$

m	1	2	3	4
F_2	1,05	1,11	1,16	1,25
F_3	1,17	1,36	1,60	1,85

Der Breitbandverstärker mit versetzten Einzelkreisen ist hinsichtlich der Weitabselektion dem bandfiltergekoppelten Verstärker unterlegen (Störung z. B. des Fernsehempfangs durch die Seitenbänder der Nachbarsender). Man muß viel stärker sperrende Fallen anwenden, um wenigstens die Nachbarträger hinreichend unterdrücken zu können; infolge des Wiederanstiegs (reentrance) außerhalb der Nutzfrequenz ergibt sich aber nur eine geringe Unterdrückung der Nachbarseitenbänder. Außerdem bringt der Wiederanstieg Verstärkungsverluste, so daß ein Verstärker mit versetzten Einzelkreisen (bei Verwendung stark sperrender Fallen) einem Bandfilterverstärker mit gleicher Sperrtiefe gegen die Nachbarträger unterlegen ist, obgleich ersterer mehr Verstärkung bringt, wenn er mehr als drei Stufen hat. Hier gilt überschlägig bei n Kreisen (ohne Fallen)

$$V_0^n = \left(\frac{S}{2\pi (C_I + C_{II}) \cdot B_{ges}} \right)^n \quad (41)$$

$C_I + C_{II}$ = Summe von Ausgangs- und Eingangskapazität der angeschalteten Röhren.

In den Gl. (37), (38) und (39) sei der Faktor

$$\sqrt[4]{2^{1/m} - 1} = E \quad (37a)$$

gesetzt, da er die Reduktion der Bandbreite b des Einzelkreises gegenüber der Gesamtbreite B_m angibt.

$$B_m = b \cdot E \quad (37b)$$

Für einfache Übersichtsrechnungen kann man auch schreiben [5]

$$E \approx \frac{1}{1,1 \cdot \sqrt[4]{m}} \quad (37c)$$

Nach Gl. (37a) ergeben sich für E und E^m als Funktion von m folgende Werte:

m	1	2	3	4	5	6
E	1	0,8	0,7	0,66	0,62	0,59
E^m	1	0,64	0,343	0,185	0,09	0,043

Setzt man dies in Gl. (39) ein, so wird daraus

$$V_c^m = \left(\frac{S}{2\pi C_I \cdot B_{ges}} \right)^m \cdot E^{-m} \quad (37d)$$

Abschließend sei ein allgemeiner kritischer Hinweis zur Anwendung von Bandfilterkaskaden im Fernsehempfänger erlaubt. Im Schrifttum beziehen sich die Berechnungen meist auf zwei symmetrisch zum Träger liegende Seitenbänder. Beim Fernsehen handelt es sich um ein Sendesystem, das sich zum Zwecke der Bandbreiteneinsparung des Restseitenbandverfahrens bedient. Im Hinblick darauf sollten wegen der möglichen Abgleichveränderungen oder Abgleichungenauigkeiten nur Bandfilter mit gleichen Güten ($Q_I = Q_{II}$) verwendet werden. Weiter sollte die normierte Kopplung q den Wert 1 nicht übersteigen; auch sollten keine Bandfilterkaskaden mit Bandfiltern verschiedener normierter Kopplung zur Anwendung kommen. Schließlich muß verlangt werden, daß die Gesamtdurchlaßkurve weder Einsattelungen noch scharfe Übergänge hat. Alle Übergänge sollen vielmehr weich verlaufen; die Durchlaßkurve soll etwa die Form einer Glockenkurve (Gaußsche Fehlerkurve) haben. Diese im Hinblick auf minimale Laufzeitverzerrungen erhobenen Forderungen lassen die Frage nach der maximalen Verstärkung in den Hintergrund treten [13].

Allerdings zwingt die in der praktischen Geräteentwicklung geforderte verhältnismäßig hohe Selektion gegenüber den Nachbarträgern zu Kompromißlösungen.

In dieser Arbeit konnte die sehr umfangreiche Problemstellung nur angedeutet werden. Zum tieferen Eindringen in die Bandfiltertheorie sei auf das nachstehend angegebene Schrifttum verwiesen.

Schrifttum

- [1] Behling, H.: Dimensionierung von Breitbandverstärkern. Frequenz Bd. 5 (1951) Nr. 8, S. 209 ff. u. Nr. 9, S. 246 ff.
- [2] Kerkhof, F., u. Werner, W.: Fernsehen. Eindhoven 1954, Philips Techn. Bibliothek
- [3] Uijtens, A. G. W.: Fernseh-Empfangstechnik. Reihe „Elektronenröhren“ Bd. VIII A (Buch I), Eindhoven 1953, Philips Techn. Bibliothek
- [4] Feldtkeller, R.: Einführung in die Theorie der Hochfrequenzbandfilter. Stuttgart 1953, Hirzel
- [5] Mansfeld, W.: Verstärker mit symmetrisch und unsymmetrisch bedämpften zweikreisigen Bandfiltern. FUNK UND TON Bd. 8 (1954) Nr. 4, S. 187 ff.
- [6] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. II, S. 107 ff., 311 ff., 330 ff. Berlin 1953, Verlag f. Radio-Foto-Kinotechn.
- [7] Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik, Bd. I, S. 83 ff., u. Bd. III, S. 178 ff. Leipzig 1943 und Füssen 1948, C. F. Winter'sche Verlagshandlung
- [8] Meinke, H., u. Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, S. 758 ff. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956, Springer
- [9] Dome, W.: Television Principles, S. 184 ff. New York 1951, McGraw-Hill
- [10] Hopf, D.: Hoch- und Zwischenfrequenz-Verstärkerstufen. Funkschau Bd. 26 (1954) Nr. 23, Ingenieurbeilage Nr. 8, S. 61
- [11] Dammers, B. G., Haantjes, J., Otte, J., u. van Suchtelen, H.: Anwendung der Elektronenröhre. Reihe „Elektronenröhren“ Bd. IV (Buch I), S. 19 ff. Eindhoven 1949, Philips Techn. Bibliothek
- [12] Funktechnische Arbeitsblätter: Röhrenggekoppelte Resonanzkreise, zweikreisige Rundfunkbandfilter. Beilage der Funkschau Bd. 26 (1954) Nr. 17 u. Nr. 20
- [13] Nonnenmacher, W.: Selektivität und Laufzeitverzerrungen in Hochfrequenzverstärkern. Frequenz Bd. 8 (1954) Nr. 10, S. 313 ff.

(eingegangen am 23. Juli 1958)

H. HERTWIG

Sperrschwingerschaltung für extrem kurzzeitige Impulse hoher Folgefrequenz

DK 621.373.431.2

1. Wirkungsweise und Schaltung

In der Impulstechnik gehen in immer stärkerem Maße die Forderungen in Richtung auf extrem kurzzeitige Impulse großer Flankensteilheit und hoher Folgefrequenz. Für ihre Erzeugung gibt es grundsätzlich zwei Wege: der erste Weg ist die Impulserzeugung durch Verformen von Sinusschwingungen, der zweite mit Kippgeneratoren. Der Vorteil des zweiten Weges ist ein wesentlich geringerer Aufwand an Schaltungselementen. Die bekanntesten Schaltungen von Kippgeneratoren unter Verwendung von Hochvakuum-Elektronenröhren sind der Sperrschwinger (Blocking-Oszillator), der frei kippende, monostabile oder bistabile Multivibrator sowie das Phantatron und Transitron. Allen diesen Röhrenkippschaltungen ist die starke Rückkopplung der Ausgangsspannung mit 180° Phasendrehung auf den Eingangsgitterkreis gemeinsam. Beim Sperrschwinger erfolgt die Phasendrehung transformatorisch, beim Multivibrator mit einer zweiten Röhre. Eine dritte Möglichkeit bietet die Ausnutzung der Phasendrehungen an den einzelnen Gittern von Mehrgitterröhren. Das Phantatron verwendet hierzu eine Pentode. Die Schaltung entspricht der eines katodengekoppelten Multivibrators. Das erste Röhrensystem wird aus Katode, Steuergitter und Schirmgitter, das zweite aus Katode, Bremsgitter und Anode gebildet. Die als Transitron bezeichnete Schaltung verwendet an Stelle der Pentode eine Hexode oder Heptode.

Sämtliche vorerwähnten Kippgeneratoren zeichnen sich bei Impulsbreiten bis herab zu etwa $1 \mu\text{s}$ durch Einfachheit und Übersichtlichkeit der Schaltung aus. Strebt man jedoch wesentlich kürzere Impulsbreiten an, so machen sich in immer stärkerem Maße die Eigenschaften der verwendeten Röhren bemerkbar und bestimmen weitgehend die untere Grenze des Erreichbaren. Beschränkt man sich in solchen Fällen auf Kippgeneratoren, so bietet der Sperrschwinger noch die größten Aussichten auf Erfolg.

Sollen extrem kurzzeitige Impulse erzeugt werden, so sind die Anforderungen an die Röhre hinsichtlich ihrer geringen Eigenkapazitäten, ihrer Steilheit sowie ihrer Gitter- und Katodenspitzenbelastbarkeit sehr groß. Eine für diese Zwecke geeignete Röhre ist die Doppeltriode E 182 CC. Sie gestattet je System einen maximalen

Katodenspitzenstrom $I_{ks} = 400 \text{ mA}$ und einen maximalen Gitterspitzenstrom $I_{gs} = 200 \text{ mA}$ bei einer Impulsdauer von maximal $10 \mu\text{s}$. Dieses Stromverhältnis entspricht weitgehend dem Betriebsverhalten des Sperrschwingers, bei dem sich der Katodenstrom etwa je zur Hälfte auf Gitter und Anode verteilt.

Die Grundschaltung des hier verwendeten Sperrschwingers ist im Bild 1 dargestellt, wobei auf die Wirkungsweise nicht eingegangen werden soll. Um eindeutig kurze und steile Impulse zu erhalten, ist lediglich zu beachten, daß die Kopplung des Sperrschwingertrafos sehr

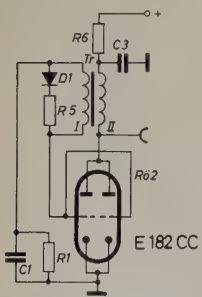


Bild 1. Grundschaltung eines Sperrschwingers

fest ist und daß seine Resonanzfrequenz, bedingt durch Eigenkapazität und Röhrenkapazitäten, hoch genug liegt. Die Rückkopplung auf den Gitterkreis kann dann angenähert als Einschaltvorgang in Form einer gedämpften Schwingung aufgefaßt werden. Die Gegeninduktivität des Transformators T_r liegt dabei in Reihe mit der Kapazität $C1$. Die Bedämpfung erfolgt mit dem Innenwiderstand der Gitterkatodenstrecke und mit den Verlusten im Trafokern. Die Bedämpfung ist so groß zu wählen, daß der Einschwingvorgang nahezu aperiodisch verläuft. In der vorliegenden Schaltung erfolgt gitterseitig beim Durchschwingen in den negativen Bereich eine zusätzliche Bedämpfung mit der Diode $D1$ und dem Widerstand $R5$ (120Ω). Um die Röhrengrenzdaten besser einhalten zu können, sind die beiden Systeme der E 182 CC parallelgeschaltet. Das Oszillogramm Bild 2 zeigt den Anodenstromimpuls in Form eines Glockenimpulses mit einer Halbwertsbreite von etwa 40 ns . Die weiteren Oszillogramme lassen den zeitlichen Spannungsverlauf am Gitter des Sperrschwingers erkennen. Der Sperrschwinger läuft dabei frei mit der durch die Zeitkonstante ($R1, C1$) gegebenen Eigenfrequenz von etwa 400 kHz (Bild 3). Der Rückkopplungsvorgang von der Anode auf das Gitter findet als gedämpfte Schwingung statt (Bild 4). Mit Rücksicht auf die Grenzdaten der Röhre liegt die maximale Impulsfolgefrequenz bei etwa $400 \dots 500 \text{ kHz}$.

Mit einer zusätzlichen Wicklung am Sperrschwingertrafo kann eine Fremdsynchronisation erfolgen. Die Synchronisierfrequenz ist stets höher als die Eigenfrequenz des Sperrschwingers zu wählen. Bei Sinusansteuerung empfiehlt es sich, zum Erreichen eines schärferen Synchronisiereinsatzes die Synchronisierfrequenz $2 \dots 5$ mal so groß wie die Folgefrequenz zu wählen und den Sperrschwinger als Frequenzteiler laufen zu lassen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß mit wachsendem Teilverhältnis die Anforderungen an die Amplitudenkonstanz der Synchronisierspannung steigen.

Bild 5 zeigt die endgültige Schaltung des Impulsgenerators mit einer dem Sperrschwinger nachgeschalteten Ausgangsstufe. Die Ansteuerung der nachgeschalteten Katodenstufe erfolgt über eine dritte Wicklung des Sperrschwingertrafos. Die induktive Ankopplung bietet dabei die Möglichkeit einer Phasendrehung um 180° bei beliebiger Spannungstransformation. Der Kondensator $C4$ dient in Verbindung mit dem Widerstand $R7$ der Erzeugung einer Vorspannung. Dem Gitterableitwiderstand $R8$ ist zur Unterdrückung des negativen Anteils der Impulsspannung die Diode $D3$ parallelgeschaltet. Die in Reihe mit dem Gitterwiderstand $R8$ liegende Diode $D2$ unterstützt mit ihrer Sperrwirkung das Abschneiden des negativen Spannungsanteils. Auf Grund der Eigenkapazität von $D2$ erfolgt gleichzeitig eine Differentiation, die zur Verschmälerung des Ausgangsimpulses beiträgt. Das Oszillogramm Bild 6 zeigt die Ausgangsspannung des Sperrschwingers an der Ausgangswicklung des Übertragers. Ein Vergleich mit dem im Bild 7 wiedergegebenen Oszillogramm des Ausgangsimpulses der Katodenstufe läßt eindeutig die Verringerung der Impulsbreite erkennen. Am Katodenwiderstand $R10$ (60Ω) tritt eine Impulsspannung von 30 V_s auf. Der glockenförmige Ausgangsimpuls hat eine Halbwertsbreite von 25 ns bei einer Basisbreite von 45 ns . Zwischen $0,1 \dots 0,9$ der maximalen

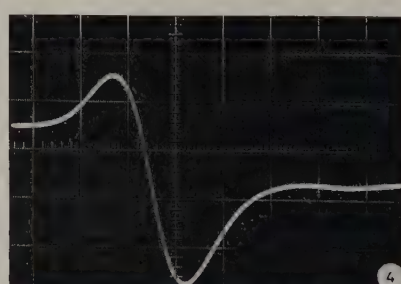
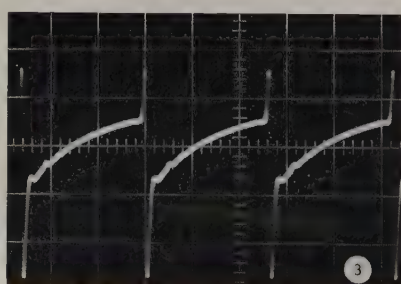
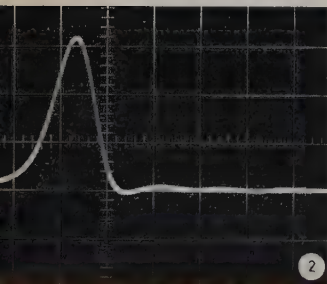


Bild 2. Anodenstrom des Sperrschwingers (Zeitachse: 40 ns/cm , Stromachse: 140 mA/cm ; in allen Oszillogrammen entspricht eine Längeneinheit der Achsen 1 cm des Originals)

Bild 3. Spannung am Gitter des Sperrschwingers bei 400 kHz (Spannungsachse: 20 V/cm)

Bild 4. Gedämpfte Schwingung am Gitter des Sperrschwingers (Zeitachse: 40 ns/cm , Spannungsachse: 20 V/cm)

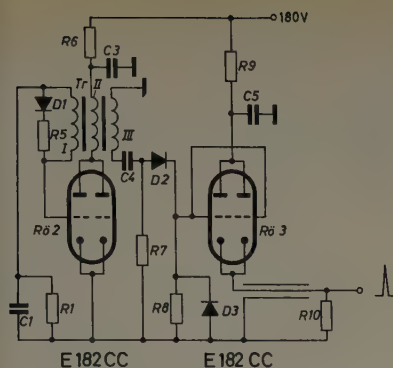


Bild 5.
Schaltung des Impulsgenerators
mit einer dem Sperrschwinger
nachgeschalteten Ausgangsstufe

Impulshöhe ergibt sich eine Anstiegszeit von 20 ns beziehungsweise eine mittlere Flankensteilheit von $1,2 \cdot 10^9$ V/s.

Für einen Impulsgenerator ist eine Triggermöglichkeit von ausschlaggebender Bedeutung. Bild 8 zeigt den vorstehend beschriebenen

Impulsgenerator mit vorgeschalteter Triggerstufe. Der Sperrschwinger wird für die Triggerung mit einer zusätzlichen Gleichspannung von -8 V gesperrt; der Triggerimpuls tritt an $R 4$ auf. Dieser Widerstand hat 18Ω ; er muß sehr kleingehalten werden, um die Verhältnisse im Gitterkreis des Sperrschwingers nicht zu stören. Zur Aufstellung des Sperrschwingers ist ein Katodenspitzenstrom der Triggeröhre von etwa 450 mA erforderlich. Um für diese hohe Stromaussteuerung der Röhre einen Betrieb ohne Gitterstrom zu ermöglichen, wurde die Anodenspeisespannung für die Triggerstufe auf den zulässigen Maximalwert von 330 V erhöht. Die Triggeröhre $Rö 1$ ist ohne Eingangsimpulse mit einer negativen Gittervorspannung von -20 V gesperrt. Der erforderliche Eingangsimpuls für diese Stufe ist minimal 20 V. Hinsichtlich der Form und der Breite des Eingangsimpulses ist es wünschenswert, die Forderungen nicht zu hoch zu stellen. Dabei ist zu beachten, daß unter Berücksichtigung der Röhrengrenzdaten eine größere Breite des Eingangsimpulses zwangsläufig ein Absinken der maximalen Triggerfrequenz bedingt. Als Kompromißlösung wurde für den Eingangsimpuls eine maximale Halbwertsbreite von $0,1 \mu s$ bei einer maximalen Anstiegszeit von $5 \cdot 10^{-8}$ s (entsprechend einer minimalen Flankensteilheit von $4 \cdot 10^8$ V/s) gewählt. Das Oszillogramm Bild 9 zeigt die mögliche Form des Eingangsimpulses. Die nachfolgende Zusammenstellung gibt die Meßwerte der Schaltung und die technischen Daten des Impulsgenerators wieder. Die Schaltungsdimensionierung ist der beigefügten Stückliste zu entnehmen.

Abschließend kann gesagt werden, daß die mit der vorstehend beschriebenen relativ einfachen Schaltung hergestellten Impulsbreiten und Flankensteilheiten etwa die Grenze des Erreichbaren darstellen. Grundsätzlich könnte man daran denken, den erzeugten Ausgangsimpuls etwa mit weiteren nachzuschaltenden Impulsformerstufen oder Laufzeitketten zu verbessern. Untersuchungen in dieser Richtung wurden nicht durchgeführt, da der abschätzbare Mehraufwand groß im Vergleich zu dem zu erwartenden Gewinn sein dürfte.

Bei der meßtechnischen Untersuchung eines Impulsgenerators mit extrem kurzzeitigen Impulsen sind an die Qualität der verwendeten Meßeinrichtungen hohe Anforderungen zu stellen. Die gezeigten Oszillogramme wurden mit einem Oszillografen aufgenommen, der einen Meßverstärker mit einer Bandbreite von $0...30$ MHz bei einer Anstiegszeit von 12 ns hat.

2. Meßwerte

2.1 Sperrschwinger

Anodenspitzenstrom	$I_{as} = 450$ mA
Gitterspitzenstrom	$I_{gs} = 300$ mA
Katodenspitzenstrom	$I_{ks} = 750$ mA
mittlerer Anodenstrom	$I_a = 22$ mA ¹⁾
positive Gitterspitzenspannung	$U_{gs} = 20$ V _s
Anodenbelastung	$P_a \leq 3,7$ W ¹⁾

Bild 6. Ausgangsspannung an der Wicklung III (Maßstab der Zeitachse: 40 ns/cm, der Spannungsachse: 40 V/cm)

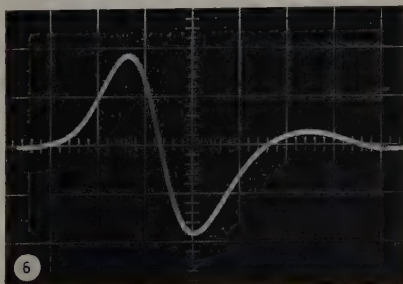


Bild 7. Ausgangsimpuls an der Katodenstufe (Zeitachse: 40 ns/cm, Spannungsachse: 6 V/cm)

2.2 Katodenstufe

Katodenspitzenstrom	$I_{ks} = 500$ mA
mittlerer Anodenstrom	$I_a = 38$ mA ¹⁾
Anodenbelastung	$P_a \leq 4$ W ¹⁾

2.3 Triggerstufe

Katodenspitzenstrom	$I_{ks} = 450$ mA
mittlerer Katodenstrom	$I_k = 5$ mA ²⁾
Anodenbelastung	$P_a = 1,6$ W ²⁾

3. Technische Daten

3.1 Triggerstufe

Eingangsimpuls für Triggerstufe	$U_{es} \geq 20$ V _s
maximale Halbwertsbreite des Eingangsimpulses	$T_h = 0,1 \mu s$ ²⁾
minimale Flankensteilheit	$S_{fl} = 4 \cdot 10^8$ V/s ²⁾
maximale Triggerfrequenz	$f_{t \max} = 200$ kHz

3.2 Ausgangsimpuls

Impulshöhe an 60Ω	$U_{is} = 30$ V _s
Halbwertsbreite	$T_h = 25$ ns
Basisbreite	$T_b = 45$ ns
Flankensteilheit ($0,1...0,9$ Impulshöhe)	$S_{fl} = 1,2 \cdot 10^9$ V/s
maximale Impulsleistung	$P_{is} = 15$ W
maximale Impulsfrequenz, frei laufend	$f_{\max} = 400$ kHz
maximale Impulsfrequenz, getriggert	$f_{t \max} = 200$ kHz

1) bei $f = 400$ kHz; 2) bei $f = 200$ kHz

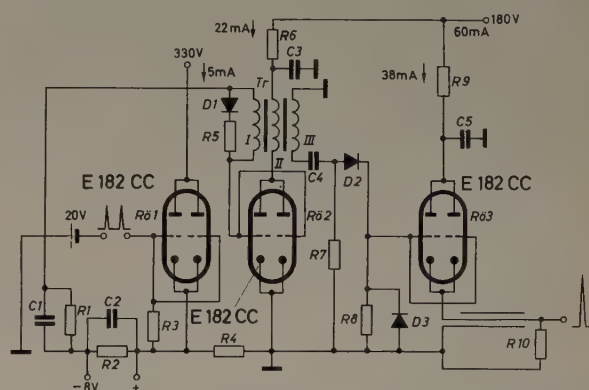


Bild 8. Schaltung des Impulsgenerators mit vorgeschalteter Triggerstufe

4. Stückliste

Widerstände

$R 1 = 4,7$ k Ω	$0,5$ W
$R 2 = 15 \Omega$	4 W
$R 3 = 10$ k Ω	$0,5$ W
$R 4 = 18 \Omega$	$0,5$ W
$R 5 = 120 \Omega$	1 W
$R 6 = 500 \Omega$	2 W
$R 7 = 1,5$ M Ω	$0,5$ W
$R 8 = 1,5$ k Ω	$0,5$ W
$R 9 = 2$ k Ω	6 W
$R 10 = 60 \Omega$	$0,5$ W

Kondensatoren

$C 1 = 128$ pF
$C 2 = 1200$ pF
$C 3 = 10$ nF
$C 4 = 86$ pF
$C 5 = 10$ nF

Dioden

$D 1 = OA 86$
$D 2 = OA 5$
$D 3 = OA 5$

Transformator

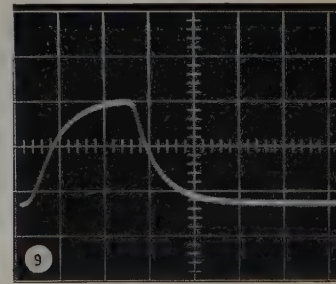
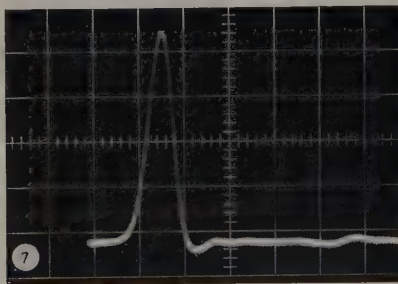
Valvo-Schalenkern S 25/16 $0,4$ mm Luftspalt

Wicklung I 6 Wdg.	$0,45$ mm CuLS
Wicklung II 5 Wdg.	
Wicklung III 13 Wdg.	

abgeglichen auf $4,3 \mu H$ für Wicklung I

(eingegangen am 5. Februar 1959)

Bild 9. Eingangsimpuls (Maßstab der Zeitachse: 40 ns/cm, der Spannungsachse: 10 V/cm)



Fernsteuerung von Diktiergeräten über Telefonleitungen mit Steuerimpulsen im Sprachbereich

DK 681.847.2-519:621.395.73

Mit der zunehmenden Rationalisierung des Bürobetriebes sucht die einschlägige Büromaschinenindustrie ständig nach neuen Geräten oder Methoden, um den Wirkungsgrad der Büroarbeit und der damit investierten Maschinen zu verbessern. So genügt in vielen Fällen das einfache Diktiergerät den Organisationsleitern in großen Industriebetrieben nicht mehr, da ein „Wenigdiktierer“ die Anschaffungskosten eines Diktiergerätes für ihn allein nicht ausreichend amortisiert. Für solche Fälle wurden jetzt verschiedene Telefondiktat-Systeme entwickelt, von denen beispielsweise eines mit hochfrequenten Steuerimpulsen¹⁾, ein anderes mit Steuerimpulsen im Sprachbereich arbeitet. Das hochfrequente System, das im Ausland seit Jahren bestens eingeführt ist, wurde aus verschiedenen Gründen bisher noch nicht für die Verwendung in innerdeutschen Nebenstellenanlagen freigegeben. Das führte zur Entwicklung des nachstehend beschriebenen niederfrequenten Verfahrens, das inzwischen in das innerdeutsche Vertriebsprogramm aufgenommen wurde.

Von einem guten Bürogerät erwartet man, daß mindestens die folgenden aufgeführten Arbeitsgänge durchgeführt werden können:

1. Aufnahme,
2. Schneller Rücklauf mit Wiedergabe beim normalen Vorlauf,
3. Stop.

Dazu kommen noch je nach Ausstattung des Gerätes zwei weitere, wenn das Ende des Diktats und das Ende des Tonträgers jeweils zu kennzeichnen sind.

¹⁾ FUNK-TECHNIK Bd. 14 (1959) Nr. 7, S. 204-205

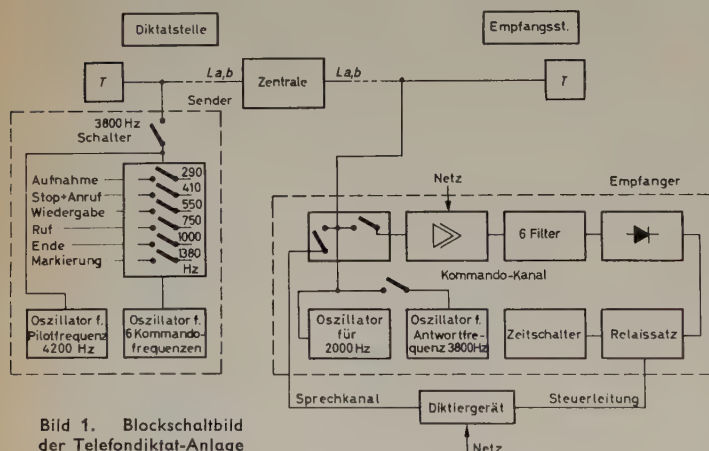
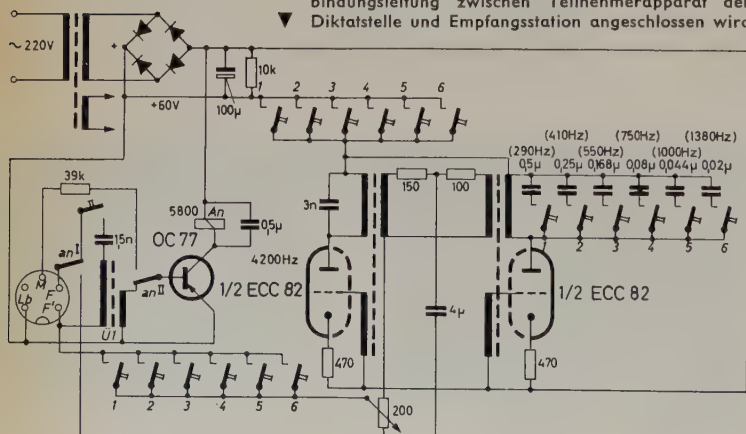


Bild 1. Blockschaltbild der Telefondiktat-Anlage

Bild 2. Sender (mit zwei Oszillatoren), der an die Verbindungsleitung zwischen Teilnehmerapparat der Diktatstelle und Empfangsstation angeschlossen wird



Bei einem Telefondiktat-System müssen nun diese fünf Kommandos mit entsprechenden Impulsen von der Sendestelle beim Diktieren zum Diktiergerät auf der Empfangsstelle durchgegeben werden. Weiterhin ist es notwendig, daß der Diktierende die Möglichkeit erhält, sich mit der Empfangsstelle direkt in Verbindung zu setzen, um Anweisungen zu geben, die nicht auf dem Tonträger fixiert werden sollen. Der Sender benötigt also insgesamt sechs Kommandotasten, um einen einwandfreien Betrieb des Diktiergerätes auf der Empfangsstelle zu gewährleisten. Da der Diktierende beim Telefondiktat nicht mehr sehen kann, in welchem Betriebszustand sich das Diktiergerät gerade befindet, wird eine akustische Rückmeldung erforderlich, der man entnehmen kann, ob sich das Diktiergerät im Aufnahme- oder Wiedergabezustand befindet oder ob es gerade stillsteht.

Bei einer Steuerung im Sprachfrequenzbereich ergeben sich nun besondere Schwierigkeiten, da jeder Diktierende ein spezifisches Sprachspektrum hat und damit während des Diktats willkürliche Kommandos auslöst, so daß eine ordnungsgemäße Aufnahme gar nicht zustande kommt.

Das im Bild 1 wiedergegebene System zeichnet sich von allen untersuchten Verfahren durch größte Sprachfestigkeit aus und arbeitet nach dem Pilottonverfahren. An die Verbindungsleitung zwischen dem Teilnehmerapparat der Diktatstelle und der Empfangsstation ist ein Sender (Bild 2) angeschlossen, der zwei Oszillatoren enthält, die aus dem Netz über einen Transformator mit 60 V Anodengleichspannung gespeist werden. Die Schwingungserzeugung erfolgt in je einem System der ECC 82. Der eine Generator ist auf eine Fest- (Pilot-) Frequenz von rund 4000 Hz abgestimmt, während der andere Generator nach Einschalten von sechs verschiedenen Kondensatoren auf sechs verschiedene Kommandofrequenzen im Bereich von 200...1500 Hz eingestellt werden kann. Beim Betätigen einer Taste (1...6) gelangen jeweils die Pilotfrequenz und die der Taste zugeordnete Kommandofrequenz an die Klemmen F und F' des Telefonapparates, wenn das Relais An angezogen hat und der Umschaltkontakt an^I umgelegt ist. Die Steuerung des Relais erfolgt mit einer vom Empfänger gesendeten Antwortfrequenz von rund 3800 Hz, die über $Ü 1$ an die Basis des Schalttransistors OC 77 gelangt. Damit zieht das Relais An an und hält sich über an^{II} selbst, da an^{II} auf die Klemme M des Telefonapparates umschaltet, an der die Arbeitsspannung der Nebenstellenanlage gegenüber Lb liegt. Mit einem Vorwiderstand ist dafür gesorgt, daß die maximal zulässige Einfügungsdämpfung nicht überschritten wird. Die Größe der Spannung zwischen M und Lb ist nicht kritisch, da der im Kollektorkreis des Transistors liegende Widerstand des Relais den Maximalstrom des Transistors automatisch innerhalb des zulässigen Bereiches begrenzt.

Dieser von dem Transistor gebildete Schalter soll verhindern, daß eine nicht zu einer „autorisierten“ Empfangsstelle führende Telefonleitung mit Pfeiftonen bespielt wird. Der Schalter schließt nur, wenn nach dem Anwählen des Empfängers von dort ein Antwortsignal mit 3800 Hz zurückkommt. Dann wird die Ausgangsleitung des Senders an F und F' gelegt, und die Pilotfrequenz und die Kommandofrequenzen können auf die Leitung gelangen.

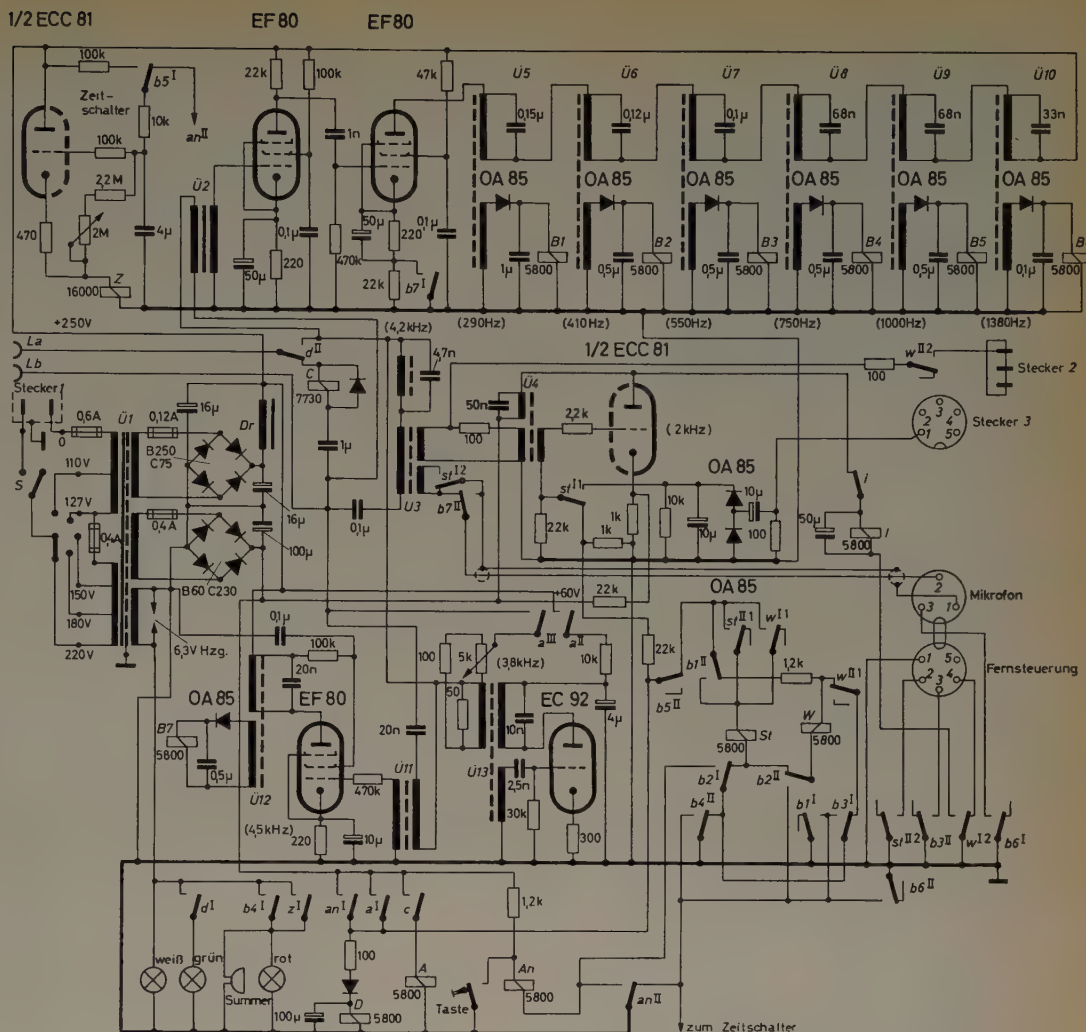
Im Empfänger (Bild 3) befindet sich der Generator für die Antwortfrequenz 3800 Hz (EC 92). Wird der Empfänger angewählt, zieht das Relais C an, wobei der Stromkreis für das Relais A geschlossen wird. Der Kontakt a^{III} schaltet dann die 3800-Hz-Antwort auf die Leitung La, Lb . Kommt jetzt vom Sender die Pilotfrequenz zusammen mit einer Kommandofrequenz an, so spricht nach erfolgter Verstärkung in der Röhre EF 80 das Relais $B 7$ über $Ü 12$ an, das mit seinem Kontakt $b 71$ die im Kommandoverstärker gesperrte Röhre EF 80 öffnet, so daß die angesteuerten abgestimmten Resonanzkreise die Schaltrelais $B 1...B 6$ in Funktion setzen. Diese Relais lösen ihrerseits die entsprechenden Vorgänge im Diktiergerät aus und schalten gleichzeitig den Tongenerator für 2000 Hz bezie-

Bild 3. Prinzipschaltung des Empfängers

hungsweise den durch das Relais I gebildeten Ticker über $\bar{U} 4$ und $\bar{U} 3$ an die Fernsprechleitung. Die Amplitude dieser Signale, die bei Wiedergabe und bei Stillstand des Diktiergerätes abgegeben werden, ist so niedrig, daß sie wohl hörbar, jedoch nicht störend sind. Kommt vom Diktierenden jetzt Sprachmodulation, ohne daß der Pilotton vorhanden ist, spricht $B 7$ nicht an, und der Kommandokanal bleibt gesperrt, weil die in diesem Kanal befindliche zweite Röhre EF 80 infolge der Gittervorspannung ebenfalls gesperrt bleibt.

Das beschriebene Verfahren des Telefondiktats kann durch einfaches Anschließen an die Teilnehmerapparate in Verbindung mit jeder beliebigen Nebstellenanlage angewendet werden, ohne daß irgendwelche Eingriffe in die bisherige Schaltung der Anlage des Diktiergerätes notwendig wären. Damit bietet sich ein einfacher und bequemer Weg, der zu weiterer Rationalisierung der Schreibarbeiten im Büro führen kann.

(Eingegangen am 3. März 1959)



H. HEPPEL und H. PETZOLDT

Der Knotenpunktverstärker

DK 621.375.2:621.396.712.3

Von den Entwicklungsinstituten der deutschen Rundfunkanstalten wurde ein Verstärkersystem für Funkhäuser geschaffen, das unter der Bezeichnung „V 72-Technik“ bekannt und etwa seit 1952 eingeführt ist. Die dabei verwendeten Verstärker in Kassettenbauweise, die Regel- und Überwachungseinrichtungen und die sich daraus ergebende Technik sind zum Kennzeichen deutscher Studioteknik geworden.

Der seinerzeit festgelegte Anlagenaufbau und das sich daraus ergebende Pegeldiagramm sind im Bild 1 dargestellt. Ausgehend von einem Kondensatormikrofon, erhält man bei einem Schalldruck von 3 μ bar

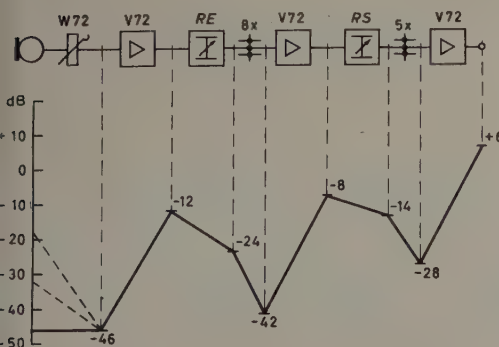


Bild 1. Pegeldiagramm einer Studioanlage mit Verstärker „V 72“

einen Eingangspegel von -46 dB. Acht parallelgeschaltete Eingangskanäle mit Einzelreglern RE ergeben mit den Entkopplungswiderständen eine Knotenpunktdämpfung von 18 dB. Eine weitere Knotenpunktdämpfung tritt in den fünf parallelgeschalteten Summenreglern RS auf.

Infolge Einsatzes von Tauchspulenmikrofonen und wegen der größeren Mikrofontfernungen in Fernsehstudios muß man mit niedrigen Eingangspegeln rechnen, und so entstand zum Beispiel der Mikrofon-Studioverstärker „V 76“, der mit einer Verstärkung von maximal 76 dB gegenüber den 34 dB des „V 72“ eine Änderung und Verbesserung im Pegelverlauf brachte.

Da die Tonbandgeräte, Plattenspieler und Übertragungsleitungen innerhalb eines Funkhauses den Pegel von $+6$ dB haben, ist es das Bestreben, in einer Studioschaltung alle die Stellen des Übertragungszuges auf diesen Pegel zu bringen, an denen derartige Leitungen eingespeist werden. Diese Aufgabe ist insofern nicht leicht zu lösen, als bei allen Einspeisungen, das heißt bei allen Parallelschaltungen von Leitungen auf eine Sammelschiene, infolge der Entkopplung eine Dämpfung eintritt. Bei n parallelgeschalteten Eingängen sinkt der Pegel auf der Sammelschiene auf $1/n$ des an den Eingangsleitungen vorhandenen Pegels.

Hier läßt sich mit einem neuen Gerät, dem Knotenpunktverstärker, Abhilfe schaffen. Von diesem Verstärker muß gefordert werden, daß er weder Verzerrungen noch zusätzliche Störspannungen erzeugt. Die Verzerrungsforderung kann als erfüllt gelten, wenn die harmonischen Verzerrungen bei einem Ausgangspegel von $+12$ dB in jeder Verstärkerstellung und im gesamten Übertragungsfrequenzband $\leq 0,2\%$ sind. Die im Knotenpunktverstärker erzeugte Störspannung soll auf keinen Fall größer sein als diejenige der in Frage kommenden Vorverstärker. Ihr kleinster Wert ergibt sich dann, wenn vor der Sammelschiene nur ein „V 72“ angeschlossen ist (-80 dB). Im Betriebsfall wird eine höhere Verstärkung notwendig sein, wenn man auf der Sammelschiene einen Pegel von $+6$ dB haben will, wobei der von den Vor-



Bild 2. Knotenpunktverstärker „V 530“

verstärkern kommende Störpegel auch größer wird. Um aber auch die Forderung des zuerst genannten Falles zu erfüllen, sollte der Geräuschpegel des Knotenpunktverstärkers nicht über -80 dB liegen.

Unter der Bezeichnung „V 530“ ist von *Telefunken* ein Knotenpunktverstärker in Kassettenbauweise entwickelt worden (Bild 2). An ihn können eingangsseitig 6 Kanäle mit untereinander gleichem Nennpegel zwischen -14 dB und $+6$ dB bei einer Übersteuerungsreserve bis etwa $+20$ dB rückwirkungsfrei angeschaltet werden. Die Quellen sind beliebig zu- und abschaltbar, ohne den Pegel auf der Sammelschiene zu beeinflussen. Um den Verstärker vielseitig zu machen, ist seine Verstärkung mit einem Schalter auf 0, 6, 12 und 20 dB einstellbar.

Das Prinzip des Verstärkers zeigt Bild 3. Die Entkopplung der Eingänge untereinander geschieht mit 6 Röhrensystemen in Anodenbasisschaltung. Da die Zusammenführung der 6 Eingänge zum Knotenpunkt innerhalb des Verstärkers eine Dämpfung von rund 16 dB bringt, wird der Eingangspegel um den Faktor 2 am Gitter

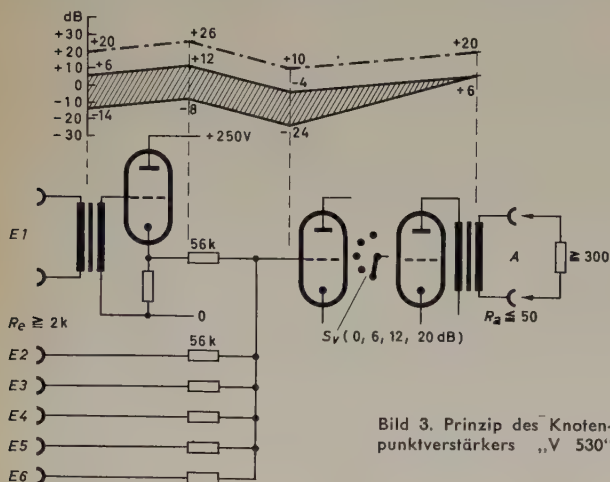


Bild 3. Prinzip des Knotenpunktverstärkers „V 530“

der Eingangsrohre herauftransformiert. Für jede Eingangsrohre steht aus Erwärmungs- und Raumgründen in der Doppelkassette nur 1 mA Anodenstrom zur Verfügung. Dieser Strom reicht aber aus, um eine Eingangsübersteuerungsgrenze von $+20$ dB einzuhalten. Am Arbeitswiderstand (47 k Ω) jeder Eingangsrohre muß die zu $+26$ dB gehörende Scheitelspannung von 22 V durchgesteuert werden, zu der ein Scheitelstrom 22 V/47 k Ω = 0,47 mA gehört. Diese Spannung kann von einer ECC 83 mit etwa 0,5% Klirrgrad erzeugt werden.

Im Knotenpunkt sinkt der Nutzpegel von $+12$ dB auf -4 dB. Der nachfolgende Verstärkerteil muß also eine Verstärkung von 10 dB erzeugen, um am Ausgang des Knotenpunktverstärkers wieder auf $+6$ dB zu kommen. Zur Verstärkung über alles von maximal 20 dB muß dieser Verstärkerteil für sich 30 dB Verstärkung haben. Bestimmend für die Geräuschspannung ist bei diesem Gerät das Rauschen des Knotenpunkt Widerstandes und des darauffolgenden Verstärkerteiles. Der Knotenpunkt Widerstand ist 56 k Ω /6 = 9,2 k Ω . Am Verstärkerausgang verursacht dieser Widerstand eine Geräuschspannung von etwa -90 dB in Stellung „0 dB Verstärkung über alles“. Der dem Knotenpunkt folgende Verstärkerteil selbst erzeugt

eine Geräuschspannung von ebenfalls -90 dB, so daß die gesamte Geräuschspannung am Ausgang -87 dB ist (zu fordern waren -80 dB).

Die Rücksprechdämpfung der Eingänge untereinander wird bestimmt durch

- die Spannungsteilung von der Katode zum Knotenpunkt mit den 56-k Ω -Widerständen,
- eine weitere Spannungsteilung 56 k Ω zum Ausgangsscheinwiderstand an der Katode (etwa 1 k Ω) und
- die Spannungsteilung der Kapazität Katode—Gitter (etwa 10 pF) beziehungsweise des Gitterableitwiderstandes 1 M Ω zum Quellenwiderstand 800 Ω ($\sqrt{2} \cdot 200$ Ω).

Es ergeben sich folgende Werte: a) 56 k Ω /9,2 k Ω = 6, b) 56 k Ω /1 k Ω = 56 und c) 1 M Ω /800 Ω = 1250.

Hieraus ist die Gesamtdämpfung $4,2 \cdot 10^5$, entsprechend 112 dB. Neben diesen speziellen Forderungen ist der Frequenzgang des Verstärkers zwischen 40 und 15000 Hz geradlinig mit einer maximalen Abweichung von 1 dB. Zwischen den gleichen Frequenzgrenzen ist der Eingangsscheinwiderstand ≥ 2 k Ω und der Ausgangsscheinwiderstand ≤ 50 Ω . Damit reiht sich der Verstärker in die „V 72-Technik“ vollkommen ein.

Wie sehr der Knotenpunktverstärker den Aufbau einer Studioanlage verändert, zeigt das Pegeldiagramm Bild 4. An den Punkten SF können Schaltfelder vorhanden sein, an denen die Einspeisung von Kanälen erfolgt. An diesen Punkten des Übertragungszuges ist der Pegel $+6$ dB und damit die eingangs genannte Forderung erfüllt. Der Pegelverlauf kann als ideal bezeichnet werden und dürfte kaum noch verbessert werden können. Sind mehr als 6 Kanäle zu einer Sammelschiene zusammenzufassen, dann werden zwei Knotenpunktverstärker in Kaskade verwendet.

Mit dem Knotenpunktverstärker lassen sich auch noch andere Schaltungsaufgaben in der Studioteknik lösen, von denen im Bild 5 ein Beispiel gezeigt wird. Das Verhalten wurde bisher entweder in einem der Eingangskanäle oder in der Summe vorgenommen. In beiden Fällen waren zusätzliche Verstärker bisher erforderlich.

Mit Hilfe des „V 530/3“ kann man ein Hallmischpult bilden. Jeder Einzelkanal kann individuell mit RH über den „V 530“ in den Hallraum H

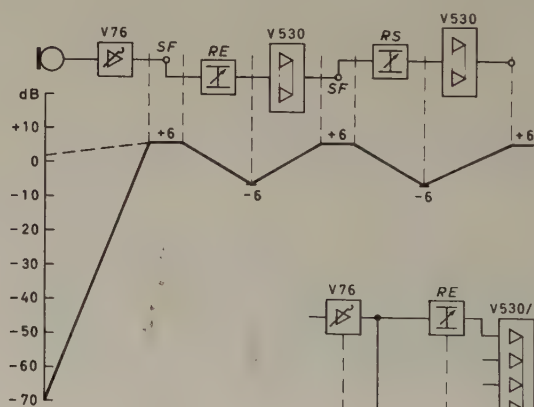


Bild 4. Pegeldiagramm einer Studioanlage mit den Verstärkern „V 76“ und „V 530“

Bild 5. Ausschnitt aus einer Studioschaltung

oder in die Nachhallrichtung geschaltet werden. Damit hat man gleichzeitig eine Summenverhallung. Der Ausgang der Nachhallrichtung wird in der üblichen Weise über einen Sonderregler dem Summenkanal, das heißt dem „V 530/2“ zugemischt. Auch in diesem Falle gleicht der „V 530“ die Reglerdämpfung der Hallregler aus, so daß nach und von H ein Pegel von $+6$ dB einstellbar ist.

(Eingegangen am 11. April 1959)

Das Agfa-Symmetrierband, ein Hilfsmittel zur exakten Einstellung der HF-Symmetrie bei Magnettongeräten

DK 681.84.083.84

Die Hörbarkeit von Magnetbandklebestellen war bisher vor allem im Studiobetrieb eine Quelle unliebsamer Störungen. Eingehende Untersuchungen im Forschungslaboratorium der *Agfa* haben nunmehr die Ursachen für die Hörbarkeit dieser Klebestellen aufgezeigt. Gleichzeitig gelang es, in Form des „*Agfa*-Magnetton-Symmetrierbandes“ ein Hilfsmittel zu schaffen, mit dem es dem Praktiker leicht möglich ist, die zur Hörbarkeit der Klebestellen führenden Ursachen zu lokalisieren und zu beseitigen. Mit dieser neuen Methode lassen sich auch magnetische Gleichfelder geringster Intensität ausmessen. Das auszumessende Gleichfeld wird dabei durch einen idealisierenden Vorgang — zusätzliches Wechselfeld — in seiner Intensität sehr verstärkt gespeichert und durch die spezielle Formgebung des Magnetspeichers in ein Wechselfeld umgewandelt, dessen Ausmessung nach üblichen Methoden mit großer Genauigkeit möglich ist.

1. Allgemeines

Bei der magnetischen Schallaufzeichnung ist es von großer Wichtigkeit, daß der Magnetspeicher nach Verlassen des Löscho- oder Sprechkopfes magnetisch neutral, das heißt vollständig entmagnetisiert ist und keine Remanenz mehr aufweist. Nur dann wird in dem Abtastorgan (Wiedergabekopf) keine Störspannung induziert. Jede auf dem Band zurückgebliebene Remanenz hat eine Störspannung zur Folge, die die Dynamik, das Verhältnis von Nutzspannung zu Störspannung, herabsetzt. Die unerwünschte Gleichfeldremanenz kann verschiedene Ursachen haben. Kommt beispielsweise der Magnetspeicher nach dem Verlassen des Sprechkopfes mit Metallteilen in Berührung, die eine Remanenz haben, dann bleibt auf dem Band eine örtlich geringfügig schwankende Gleichfeldremanenz zurück, und diese Schwankungen erzeugen im Hörkopf eine Rauschspannung.

Weiterhin kann auf dem Magnetspeicher eine unerwünschte Gleichfeldremanenz als Folge unsymmetrischer HF-Lösch- oder -Vormagnetisierungsströme zurückbleiben, falls der HF-Lösch- oder -Vormagnetisierungsstrom geradzahlige und phasenverschobene Oberflächen hat. Eine geringe Gleichfeldremanenz, die akustisch durch ihren Rauschanteil kaum noch wahrnehmbar ist, macht sich aber bei Klebestellen sehr störend bemerkbar, besonders dann, wenn die Schnittstelle senkrecht zur Bandkante verläuft. Eine Gleichfeldremanenz des Bandes kann auch eine Verschlechterung der Kopierdämpfung bewirken, das heißt den Kopiereffekt verstärken. Zur Beseitigung der störenden Gleichfeldremanenz ist es vor allem notwendig, daß sie auch bei geringer Intensität noch feststellbar ist. Nach den bisher bekannten Methoden war das mit der erforderlichen Exaktheit nicht möglich.

2. Symmetrierband

Es hat sich gezeigt, daß sich auch Gleichfelder sehr geringer Intensität zwecks Kontrolle einer Magnetspeichereinrichtung auf ungewollte magnetisierende Einflüsse messen lassen, wenn man einen Magnetspeicher verwendet, dessen Magnetschicht in konstanten Abständen unterbrochen ist. Führt man einen solchen Magnetspeicher zum Zweck der Gleichfeld-Meßwertspeicherung an remanenzbehafteten ferromagnetischen Materialien vorüber, die zur Führung oder zur Magnetisierung dienen, so wird wegen der periodischen Unterbrechung der Magnetschicht der unerwünscht entstehende remanente Gleichfluß in einen Wechselfluß verwandelt und dadurch sowohl meßtechnisch als auch akustisch erheblich verstärkt. Während der Gleichfluß nach dem Induktionsgesetz direkt nicht erfaßbar ist, sondern sich nur infolge von Nebenerscheinungen bemerkbar macht, beispielsweise als Rauschen infolge geringfügiger Gleichflußschwankungen, die von zweiter Größenordnung sind, ist er nach dem neuen Verfahren ohne weiteres feststellbar. Mit Hilfe des Magnetspeichers ist es möglich, die den Gleichfluß im Speicher verursachenden Fehlerquellen (unsymmetrische Kurvenform des Löscho- oder Vormagnetisierungsstroms, remanenter Magnetismus der Magnetköpfe oder Führungselemente)

zu lokalisieren und damit Wege zu seiner Beseitigung aufzuzeigen. Die Unterbrechungen der Magnetschicht auf dem Speicher lassen sich in verschiedener Weise herstellen. So können die magnetisierten Flächen sprossenartig senkrecht zur Bandkante oder senkrecht zur Laufrichtung des Speichers und parallel zum Spalt des Hörkopfes über die gesamte Speicherbreite angeordnet werden (Bild 1a). Bei der Herstellung eines solchen Bandes kann man zweckmäßigerweise so vorgehen, daß man die Zwischenflächen abschabt. Weiterhin kann man den Magnetspeicher perforieren (Bild 1b). Die Schichtunterbrechungen lassen sich durch entsprechend geformte Perforationsstempel so ausführen, daß man jede gewünschte Begrenzungsform des ausgestanzten Teiles erhält. Je nach Form (Quadrat, Rechteck, Kreis oder Kurve) ist die induzierte Spannung rein sinusförmig oder mehr oder weniger oberwellenreich. Ferner kann man bei der Her-

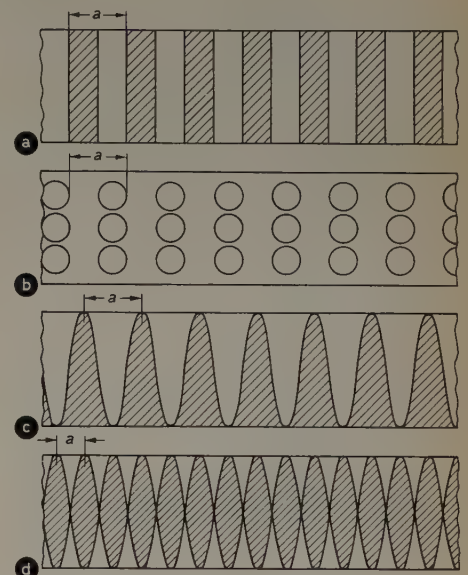


Bild 1. Herstellungsmöglichkeiten für ein Symmetrierband; a) Unterbrechung der Magnetschicht durch Abschaben, b) Ausstanzen der Unterbrechungen, c) und d) magnetisierbare Schicht mittels Schablone aufgespritzt oder gedruckt

stellung der Magnetschicht den Begußvorgang periodisch unterbrechen, oder es lassen sich die gewünschten Flächen durch eine Druckmatrize aufbringen oder durch eine Schablone hindurch aufspritzen. In allen Fällen erhält man eine in gleichmäßigen Abständen unterbrochene Magnetschicht. Weitere Beispiele für solche Flächen-gestaltungen zeigen die Bilder 1c und 1d.

Zeichnet man nach dem neuen Verfahren ein remanentes Gleichfeld auf, so ergibt sich bei der Wiedergabe eine mit der Frequenz der Unterbrechungen zerhackte oder modulierte Wechselspannung. Ihre Frequenz f hängt vom Abstand a der Unterbrechungen und von der Laufgeschwindigkeit v ab, wobei $f = v/a$ ist, wenn a der Abstand zweier aufeinanderfolgender Sprossen der Schicht ist. Man kann den Abstand bei vorgegebener Laufgeschwindigkeit v so wählen, daß die Frequenz der induzierten Wechselspannung im Übertragungsbereich der Anlage oder im Gebiet der größten Ohrempfindlichkeit liegt. Damit wird nunmehr die geringste Gleichfeldremanenz sowohl meßtechnisch als auch akustisch um mehrere Größenordnungen größer angezeigt als früher bei der Analyse durch das erzeugte Gleichfeldrauschen, das ja nur etwa 1% desjenigen Wertes ausmacht, den eine Wechselfeldmagnetisierung gleichen Bandflusses erzeugt.

Diesen neuen, von der *Agfa* hergestellten Speicher kann man zum Beispiel als Band in Schleifenform auf allen mit dem Speicher in Berührung kommenden Einrichtungen laufen lassen und anschließend abhören. Die Entstehungsursachen für den störenden Gleichfluß können damit leicht lokalisiert und durch Entmagnetisieren beseitigt

werden. Ebenso läßt sich die Symmetrie des HF-Lösch- und -Vormagnetisierungsstromes auf einfachste Weise einstellen. Nachstehend seien einige Anwendungsmöglichkeiten zur Ermittlung und Beseitigung der Entstehungsursachen störender Gleichfluß-remanenz beschrieben.

3. Magnetisierte Geräteteile

Sehr häufig tritt der Fall auf, daß einer der Magnetköpfe eine Rest-remanenz $B_{R=}$ aufweist. Im Bild 2 ist eine solche Anordnung für einen Sprechkopf dargestellt, wobei 1 der Sprechkopfkern mit Wicklung, 2 das Magnetband mit Magnetschicht 3 und Träger 4 ist. Der Eisenkern des Sprechkopfes habe die remanente Induktion $B_{R=}$. Bei der Wiedergabe ist der Sprechkopf stromlos. Die Betrachtungen gelten dann ebenso für den stromlosen Löschkopf und für den Sprechkopf, wenn diese remanenzbehaftet sind.

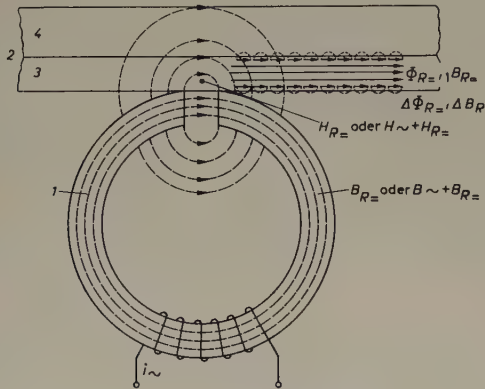


Bild 2. Eine Remanenz $B_{R=}$ im Kern des Sprechkopfes erzeugt im Luftspalt eine Gleichfeldstärke $H_{R=}$ und im Magnetband einen Gleichfluß $\Phi_{R=}$, dessen Schwankungen $\Delta\Phi_{R=}$ eine Rauschspannung induzieren.

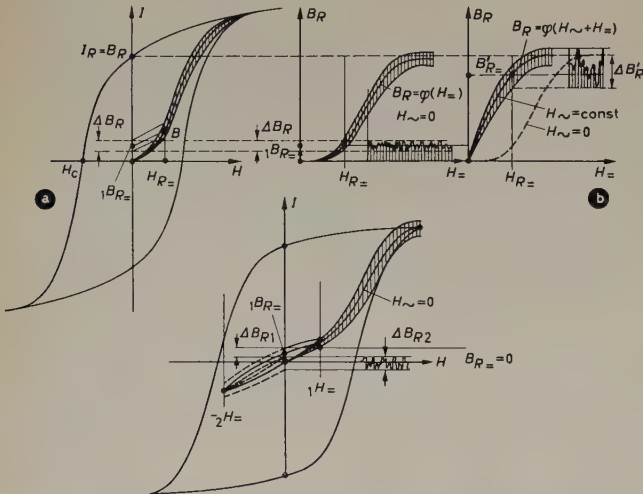


Bild 3 (oben). a) Magnetisierungskurve $I = \varphi(H)$ und Remanenzkennlinie $I_R = B_R = \varphi(H_{\sim})$ für $H_{\sim} = 0$ eines Magnetbandes. $H_{R=}$ erzeugt eine Gleichfeldremanenz $1B_{R=}$, die um ΔB_R schwankt; b) Remanenzkennlinie eines Bandes bei HF-Vormagnetisierung: $B_R = \varphi(H_{\sim} + H_{=})$; ($H_{\sim} = \text{const.}$). $H_{R=}$ erzeugt eine höhere Gleichfeldremanenz $1B_{R'}$ und ein stärkeres Rauschen infolge $\Delta B_{R'}$

Bild 4 (unten). Mit einem nachträglich einwirkenden Gleichfeld $2H_{=} = -1H_{=}$ wird die Gleichfeldremanenz $1B_{R=}$ auf Null kompensiert, nicht aber die Schwankungen ΔB_{R1} . Das Rauschen bleibt unverändert

In der Umgebung des Kopfspaltes wirkt ein Spaltstreufeld $H_{R=}$ auf das vorbeigeführte Band und erzeugt in diesem eine Gleichfeld-remanenz $1B_{R=}$, die infolge der unterschiedlichen Remanenzwerte der einzelnen, statistisch im Bandquerschnitt verteilten magnetisierbaren Teilchen statistisch um ΔB_R schwankt und eine hierzu proportionale Rauschspannung induziert (Bild 2). Dieses Rauschen verschwindet auch dann nicht, wenn man den Speicher anschließend einem neuerlichen Magnetisierungsprozeß unterwirft, indem man auf ihn eine Feldstärke ($-2H_{=}$) einwirken läßt, die eine Magnetisierung I mit umgekehrtem Vorzeichen erzeugt und ausreicht, um die vorhandene Gleichfeldremanenz $1B_{R=}$ auf Null zu kompensieren (Bild 4),

weil die zweite Aufzeichnung mit der ersten nicht kohärent ist. Es verschwindet dann zwar der konstante Gleichfluß $\Phi_{R=}$ in

$$\Phi_R = \Phi_{R=} + \Delta \Phi_R = q (B_{R=} + \Delta B_R),$$

der wegen $U = -w \frac{d\Phi_R}{dt} \cdot 10^{-8} \text{ Volt} = -w \cdot \Delta \Phi_R / dt$

ohnein nicht stört, nicht aber die Schwankungen ΔB_{R2} um den Nullpunkt, die sich von ΔB_{R1} , den Schwankungen von $1B_{R=}$, nur wenig unterscheiden.

Der im Bild 3a betrachtete Fall bezog sich auf einen mit Remanenz behafteten Sprech- oder Löschkopf, den das Band bei der Wiedergabe passiert ($H_{\sim} = 0$). Wird nun derselbe mit Remanenz behaftete Kopf zur Aufnahme oder zur Löschung verwendet, so gilt infolge der idealisierenden Magnetisierungswirkung des überlagerten Wechsel-feldes nicht mehr die im Ursprung gekrümmte Remanenzkennlinie $B_R = \varphi(H_{\sim})$ mit $H_{\sim} = 0$ nach Bild 3a, sondern eine vom Ursprung geradlinig verlaufende Remanenzkennlinie $B_R = \varphi(H_{\sim} + H_{=})$ mit $H_{\sim} = \text{const.}$ (Bild 3b). Die gleiche, infolge der Remanenz des Kopfkernes im Spaltfeld wirkende Gleichfeldstärke $H_{R=}$ erzeugt nunmehr eine viel größere Gleichfeldremanenz $1B_{R'}$ als vorher in dem Fall nach Bild 3a und auch ein stärkeres Rauschen, da $\Delta B_{R'}$ etwa proportional der Gleichfeldremanenz zunimmt. Es muß daher jegliche remanente Induktion von Metallteilen, die den Speicher berühren, vermieden werden.

Solch eine remanente Magnetisierung kann bei Bandführungen durch unbeabsichtigtes Berühren mit einem magnetischen Schraubenzieher erfolgen oder bei Magnetköpfen durch Einschaltstromstöße des Verstärkers. Im allgemeinen läßt sich eine völlige Entmagnetisierung mit einer Entmagnetisierungs-drossel (Löschdrossel) herbeiführen.

Eine genaue Kontrolle der damit erreichten Entmagnetisierung war bisher nur möglich, indem man einen neutralen Tonträger abspielte und dabei akustisch beurteilte, ob das Rauschen verschwunden sei. Diese Kontrolle ist aber nur ungenau, weil das Gleichfeldrauschen, das etwa proportional der Gleichfeldmagnetisierung zunimmt, von zweiter Größenordnung ist und im Vergleich zur induzierten Spannung einer gleich großen Wechsel-feldmagnetisierung nur etwa 1% (—40 dB) beträgt. Wertvolle Aufnahmen, die auf einem remanenz-behafteten Abspielgerät wiedergegeben werden, sind dann für immer verdorben, das heißt mit einem Rauschanteil behaftet, der nicht mehr entfernt werden kann. Mit dem neuen Verfahren ist eine exakte Prüfung der Apparatur vor dem Abspielen möglich.

4. Unsymmetrie des HF-Lösch- und -Vormagnetisierungsstromes

Enthält der HF-Lösch- oder -Vormagnetisierungsstrom geradzahlige und phasenverschobene Oberwellen, so kann selbst dann, wenn alle den Speicher berührenden Teile sorgfältig entmagnetisiert sind, auf dem Speicher bei der Aufnahme eine Gleichfeldremanenz aufgezeichnet werden. An der geknickten Remanenzkennlinie $B_R = \varphi(H)$ des Magnetspeichers entsteht dann als Folge der Gleichrichtung der Wechsel-feldamplituden eine resultierende Gleichfeldremanenz $B_{R=}$ auf dem Band, der wieder ein Anteil ΔB_R überlagert ist, der eine Rauschspannung induziert (Bild 5). Der Vorgang wirkt genauso, als ob dem unverzerrten Lösch- oder Vormagnetisierungsstrom ein Signal-Gleichstrom überlagert worden wäre, der eine Gleichfeld-remanenz auf dem Speicher aufzeichnet. Die Wirkung der HF-Vormagnetisierung beim Aufsprechen läuft ja darauf hinaus, daß die

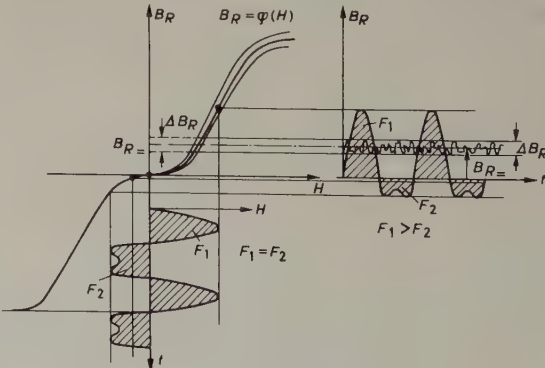


Bild 5. Ein unsymmetrischer Lösch- oder Vormagnetisierungsstrom erzeugt im Band eine Gleichfeldremanenz $B_{R=}$, die infolge ΔB_R eine Rauschspannung induziert

Hochfrequenz durch den NF-Signalstrom abwechselnd um den Nullpunkt verschoben (unsymmetrisch) wird und dabei das Signal verzerrungsfrei (proportional dem Signalstrom) als Remanenz auf dem Speicher aufzeichnet. In diesem Fall ist dann dem Signal ein Rauschanteil überlagert, der „Modulationsrauschen“ genannt wird.

Mit Gegentakt-Oszillatoren gelingt es, die geradzahigen Oberwellen des Lös- und Vormagnetisierungsstroms zu unterdrücken und dadurch die unerwünschte Gleichfeldaufzeichnung zu verhindern. Da nicht alle Magnetongeräte Gegentakt-Oszillatoren haben, ist es in solchen Fällen nötig, die Wirkung der unsymmetrischen Ströme auszugleichen, indem man dem Vormagnetisierungsstrom zusätzlich einen unpolbaren Gleichstrom überlagert und diesen nach Größe und Richtung so lange verändert, bis das infolge der Unsymmetrie entstehende Gleichfeld kompensiert und das Rauschen ein Minimum wird. Der Unterschied gegenüber dem nach Bild 4 beschriebenen Fall besteht hier darin, daß das Gleichfeld bereits während seiner Entstehung kompensiert wird, während es dort auf ein bereits mit einem Gleichfeld magnetisiertes Band nachträglich einwirkt. Eine kohärente Ummagnetisierung der Gleichflußimpulse ist aber nicht möglich. Hier erfolgte bisher die Einstellung akustisch auf Rauschminimum. Mit dem neuen Verfahren ist jetzt die unerwünschte Gleichfeldremanenz, die durch unsymmetrische Lös- oder Vormagnetisierungsströme erzeugt wurde, genau feststellbar.

Bei manchen Geräten wird zwar der Lösstrom in einem Gegentakt-Oszillator symmetrisch erzeugt, der HF-Vormagnetisierungsstrom aber in auf die zweite Harmonische abgestimmten Schwingkreisen gewonnen, um eine mit der Grundfrequenz des Lösstromes synchronisierte Frequenz zu erhalten. Die dabei auftretenden ungeradzahigen Oberwellen des Vormagnetisierungsstromes werden dann durch ein Potentiometer so lange korrigiert, bis die Kurvenform symmetrisch zur Zeitachse ist. Die Kontrolle wurde bisher auch wieder wenig genau akustisch auf Rauschminimum vorgenommen. Ideale Verhältnisse erreicht man nur, wenn der Lös- und der Vormagnetisierungsstrom einer Gegentakt-Schaltung entnommen wird. Zusätzliche Symmetriereinrichtungen können dann entfallen.

Als Folge der Gleichfeldmagnetisierung des Bandes treten neben der Dynamikverschlechterung infolge des Rauschens noch weitere Störungen auf: Hörbarkeit von Klebestellen, Verschlechterung der Kopierdämpfung und des Klirrfaktors.

5. Hörbarkeit von Klebestellen

Eine geringe Gleichfeldremanenz, die akustisch durch ihren Rauschanteil noch kaum störend wahrgenommen wird, macht sich bei Klebestellen sehr störend bemerkbar, besonders dann, wenn die Schnittstelle senkrecht zur Bandkante verläuft (Bild 6a). Die geschnittenen Bandenden werden meist mit einem Klebeband 5 (Bild 6b) wieder verbunden. Der remanente Gleichfluß wird dadurch unterbrochen, und es entstehen magnetische Pole, die ein Streufeld Φ_s erzeugen. Beim Passieren des Hörfkopfspaltes (Bild 6c) tritt nunmehr der gesamte remanente Gleichfluß Φ_R des Bandes infolge der Unterbrechung durch den Abstand Δs der beiden Bandenden in den magnetisch gut leitenden Hörfkopfkern ein und erzeugt in dessen Windungen w einen starken Spannungsstoß

$$U = -w \cdot \frac{d\Phi_R}{dt} \cdot 10^{-8} \text{ Volt}$$

Hierin ist $dt = \Delta s/v$ die Zeit, die der mit der Bandgeschwindigkeit v vorbeilaufende Trennspalt Δs benötigt, um den Hörfkopfspalt zu passieren. Je nach den durch Δs und v gegebenen Verhältnissen kann die Grundfrequenz dieses Spannungsstoßes höher oder tiefer liegen und damit — wegen der frequenzabhängigen Ohrempfindlichkeit unterschiedlich störend — als dumpfer oder heller Knall in Erscheinung treten.

Die Größe dt hängt weitgehend von dem Winkel, den die Schnittstelle mit dem Hörfkopfspalt bildet, ab und wird am kürzesten und im

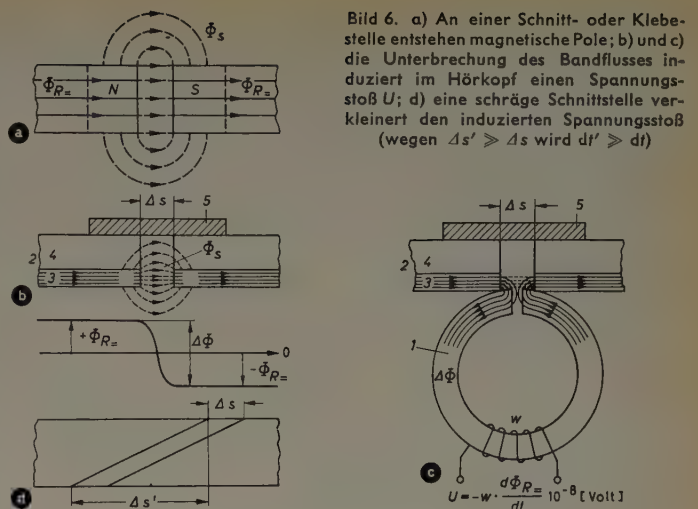


Bild 6. a) An einer Schnitt- oder Klebestelle entstehen magnetische Pole; b) und c) die Unterbrechung des Bandflusses induziert im Hörfkopf einen Spannungsstoß U ; d) eine schräge Schnittstelle verkleinert den induzierten Spannungsstoß (wegen $\Delta s' > \Delta s$ wird $dt' > dt$)

allgemeinen am störendsten, wenn beide parallel verlaufen, während bei einem schrägen Schnitt $\Delta s'$ (Bild 6d) und damit größerem dt die induzierte Spannung kleiner wird.

Eine Abschätzung der Amplitudenverhältnisse soll veranschaulichen, wie groß das Störungsmaß werden kann. Erfahrungsgemäß ist die Rauschspannung 1...2% (rund -40 dB) der induzierten Signalspannung des Bezugspegels, wenn im Band ein Gleichfluß erzeugt wird, der dem als Bezugspegel mit 200 Millimaxwell festgelegten Signalwechselfluß des Bandes gleich ist (Bild 7). Erreicht man nun durch Symmetrierungsmaßnahmen ein unhörbares Minimum der Rauschspannung, so liegt es bei $1/1000 = 10^{-3}$ (-60 dB), wenn mit -60 dB das Störungsverhältnis einer guten Apparatur und damit auch die akustische Unterscheidungsgrenze angenommen wird. Die Apparatur sei mit einem ungeschnittenen Band akustisch auf Rauschminimum eingestellt. Der Gleichfluß läßt sich daher nach der akustischen und auch meßtechnischen Beurteilung mit Sicherheit nur auf etwa $1/10$ (-20 dB) seines vollen Wertes reduzieren; bessere Einstellungen sind dem Zufall überlassen.

Infolge der Unterbrechung des Gleichflusses durch eine Klebestelle macht sich dieser auf $1/10$ reduzierte Gleichfluß aber als induzierter Spannungsstoß mit einer Amplitude von rund $1/10$ (-20 dB) des Bezugspegels bemerkbar und ist je nach seiner Grundfrequenz, die durch Geschwindigkeit und Spaltbreite der Klebestelle festgelegt ist, deutlich und subjektiv mehr oder weniger störend hörbar.

Die Zeit läßt sich durch einen schrägen Schnitt verlängern. Die induzierte Spannung wird dann kleiner und in vielen Fällen praktisch unhörbar bleiben. Vollständig unhörbar werden Klebestellen aber nur dann, wenn der Gleichfluß Φ_R verschwindet. Es ist deshalb für die Hörbarkeit von Klebestellen entscheidend, daß auch geringste

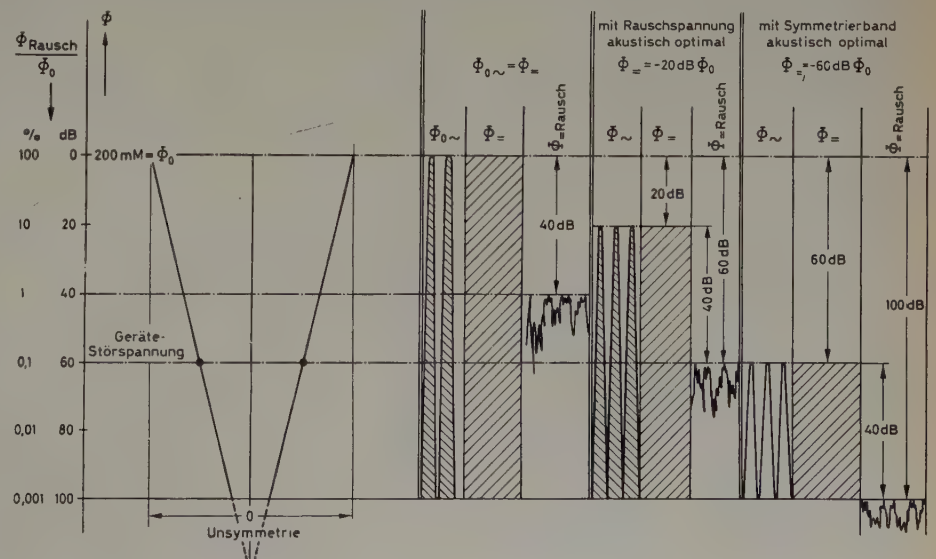


Bild 7. Eine nachträgliche partielle Löschung der Klebestelle macht sie unhörbar

Anteile einer Gleichfeldremanenz auf dem Magnetspeicher verschwinden, die beim ungeschnittenen Magnetspeicher akustisch als Rauschen nicht mehr wahrnehmbar sind, da dieses nur noch etwa 10^0_{00} (—60 dB) ist.

Mit dem neuen Symmetrierband ist eine äußerst empfindliche Kontrolle auf Vorhandensein von remanentem Gleichfluß eines Magnetspeichers möglich, da der in einen Wechselfluß umgewandelte Gleichfluß nunmehr sowohl akustisch als auch meßtechnisch um 2...3 Zehnerpotenzen stärker in Erscheinung tritt. Er kann daher mindestens auf 10^0_{00} (—60 dB) reduziert werden.

6. Beseitigen der Hörbarkeit von Klebestellen

Sollte eine der genannten Ursachen oder das Schneiden mit einer magnetischen Schere zu einer Gleichfeldmagnetisierung des Magnetfilms geführt haben und sollten dadurch hörbare Schnittstellen entstanden sein, so können diese mit einem auf die Schnittstelle beschränkten Löschvorgang wieder entmagnetisiert und dadurch unhörbar gemacht werden. Hierzu kann ein handelsüblicher Studio-Löschkopf in Ringkernaussführung dienen, der vom Löschstromgenerator des Aufnahmeverstärkers gespeist wird und auf dem Schneidetisch so befestigt wird, daß es möglich ist, den Magnetfilm von Hand aus quer über den Spalt des Löschkopfes zu bewegen. Die Löschung beschränkt sich dann auf die unmittelbare Umgebung der Schnitt- oder Klebestelle. Sie wird unter leichtem Druck gegen den Spalt des Löschkopfes gepreßt und dabei entlang dessen Breite so über den Spalt bewegt, daß die Klebestelle mit dem Spalt einen Winkel von 45° bildet (Bild 8).

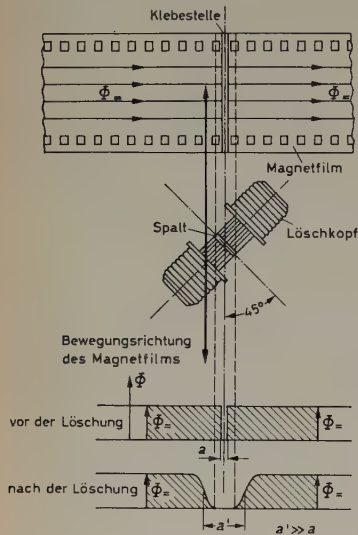


Bild 8. Amplitudenverhältnisse einer Gleichfeldmagnetisierung des Magnetbandes. Bei optimaler Einstellung auf Rauschminimum (bisherige Methode) ist $\Phi = -20$ dB, mit dem Symmetrierband ist jetzt optimal $\Phi = -60$ dB erreichbar

frequenz des Verstärkers unterschreitet. Sie fällt damit außerhalb des Übertragungsbereiches der Anlage, und das Ergebnis ist eine unhörbare Klebestelle.

7. Verschlechterung der Kopierdämpfung

Weiterhin bewirkt eine sich über die gesamte Länge des Bandes erstreckende Gleichremanenz $B_R =$, wie sie durch die genannten Ursachen entstehen kann, eine Verschlechterung der Kopierdämpfung oder Verstärkung des Kopiereffekts, weil nunmehr die Einwirkung der an sich sehr schwachen Signal-Feldstärke H_S einer Nachbarwindung mit großer Signalaufzeichnung ganz wesentlich verstärkt werden kann. Aus der Remanenzkennlinie $B_R = \varphi(H)$ im Bild 9 geht hervor, daß die von der Nachbarwindung herrührende Signal-Feldstärke H_S auf einem neutralen, das heißt entmagnetisierten Tonträger im Ursprung eine verschwindend kleine kopierte Remanenz B_{RK} erzeugt, da der Vorgang im reversiblen Bereich in der Nähe des Ursprungs stattfindet, während eine auf dem Band vorhandene Gleichremanenz $B_R =$ so wirkt, als ob nunmehr eine vormagnetisierende Feldstärke $H =$ gleichzeitig mit der kopierenden Feldstärke H_S einwirken würde. Der Arbeitspunkt wird in den steilen Teil der Remanenzkennlinie verschoben, und es resultiert eine wesentlich stärker kopierte Aufzeichnung B'_{RK} . Die Rauschverhältnisse sind die gleichen wie beschrieben. Eine Gleichfeldremanenz des Bandes verschlechtert sowohl den Rauschabstand als auch die Kopierdämpfung eines Bandes.

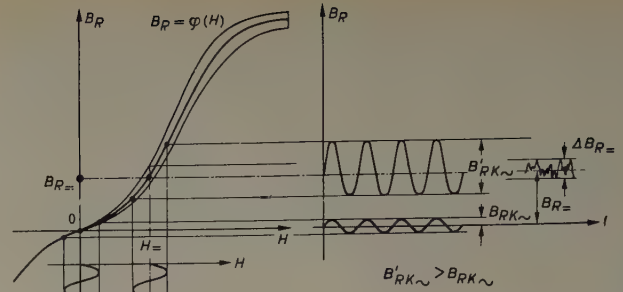


Bild 9. Verschlechterung der Kopierdämpfung infolge der Gleichfeldremanenz $B_R =$ des Magnetbandes. H_S ist die kopierende Signal-Feldstärke der Nachbarwindung

8. Beeinträchtigung des Klirrfaktors

Infolge der Arbeitspunktverlagerung tritt eine Verringerung des Aussteuerungsbereiches der Remanenzkennlinie und damit eine Beeinträchtigung des Klirrfaktors beziehungsweise der Klirrdämpfung ein. Es ist also ein besonderer Vorteil des beschriebenen Verfahrens, daß durch Messung und Beseitigung von Gleichfeldern geringer Intensität in Magnetspeichern eine Verbesserung des Rauschabstandes sowie der Kopier- und Klirrdämpfung erreicht wird und Störungen an Klebestellen vermieden sowie unwiederbringliche Qualitätsverluste beim Abspielen einer einwandfreien Aufzeichnung über eine magnetisierte Anlage verhindert werden.

9. Gleichlaufkontrolle

Das Symmetrierband kann auch zur Kontrolle des Gleichlaufes eines Antriebssystems dienen, wobei sich Gleichlaufschwankungen als Frequenzschwankungen bemerkbar machen. Dabei läßt sich eine unbeabsichtigte Löschung jederzeit durch Magnetisieren, beispielsweise durch Annäherung eines Permanentmagneten, wieder beheben.

10. Tonfrequenz-Generator

Ferner kann das Symmetrierband als Tonfrequenzgenerator verwendet werden, bei dem die Frequenzänderung durch Änderung der Laufgeschwindigkeit erfolgt. Es läßt sich mit einem Wechselfeld beliebig oft löschen, und in einfacher Weise kann durch Aufmagnetisieren mit einem in die Nähe gebrachten Permanentmagneten wieder die ursprüngliche Wellenlänge hergestellt werden, die bei gleicher Geschwindigkeit wieder die gleiche Frequenz erzeugt. Durch geeignete Formgebung der Schichtunterbrechungen oder der Schichtabschnitte läßt sich auch jede gewünschte Klangfarbe erzeugen.

11. Allgemeine Methode zur Ausmessung von Gleichfeldern geringster Intensität

Das Prinzip des Symmetrierbandes läßt sich auch auf faden- oder scheibenförmige Magnetspeicher anwenden, wobei die Schichtunterbrechung der Form des Speichers anzupassen ist. Zur Verstärkung der Remanenz kann man ein hochfrequentes Wechselfeld, das durch eine kleine Luftspule erzeugt wird, zusätzlich mit dem zu messenden Gleichfeld einwirken lassen, wodurch das kleine Gleichfeld

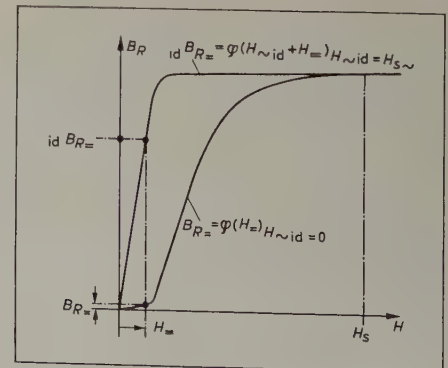


Bild 10. Verstärkte Speicherwirkung beim Ausmessen eines schwachen Gleichfeldes $H =$ durch ein idealisierendes Wechselfeld. Die sich ergebende idealisierte Remanenz $id B_R =$ ist sehr viel größer als B_R ohne Zusatz-Wechselfeld

SILICIUM 99.99999

P-Typ

- **Stückig** : qualität 150
400
600
- **Stäbe**
- **Einkristalle**



Das Silicium **PECHINEY** ist von höchster Reinheit. Es wird unter der stauffreien Atmosphäre der Hochalpen hergestellt.

Verkauf : **U C L A F** - Alleinvertreter : W. BIESTERFELD & Co - HAMBURG, 1, Ferdinandstrasse 41.

Ref. U.1-42 D

eine größere Remanenz als ohne Wechselfeld hinterläßt. Die Wirkung ist ähnlich dem Vorgang im Bild 3b. Dabei ist dafür Sorge zu tragen, daß das Wechselfeld abklingt, bevor der Speicher das auszumessende Gleichfeld verläßt, indem er durch eine Luftspule von nur wenigen Windungen läuft, deren Abmessungen klein sind im Vergleich zu der Ausdehnung des auszumessenden Gleichfeldes. Durch Anwendung dieser im Bild 10 dargestellten „idealen“ Magnetisierung wird im Speicher eine um mehrere Zehnerpotenzen größere Remanenz $i_d B_R =$ durch ein verschwindend kleines Gleichfeld erzeugt als $B_R =$ ohne

Einwirkung des idealisierenden Wechselfeldes. Der Speicher wandelt den Gleichfluß in einen Wechselfluß, so daß die im Hörfeld induzierte Wechselspannung nach entsprechender elektrischer Spannungsverstärkung praktisch mit beliebiger Genauigkeit gemessen werden kann. Zur Ausmessung des Gleichfeldes ohne diesen Speicher hingegen wären hochempfindliche Meßeinrichtungen erforderlich, deren Genauigkeit um Größenordnungen geringer ist.

(eingegangen am 9. März 1959)

Messen • Steuern • Regeln auf der Leipziger Frühjahrsmesse

DK 061.4 „1959“

Schon auf dem Leipziger Hauptbahnhof verwies ein großes Transparent auf den modernen Slogan „Messen — Steuern — Regeln“. In den Hallen auf dem Gelände der Technischen Messe konnte man allorts Bestrebungen erkennen, nicht nur die Meßtechnik in der DDR weiter zu vervollkommen, sondern verstärkt elektronische Hilfsmittel dort einzusetzen, wo sie zur Prüfung, zur Rationalisierung des Fertigungsablaufes oder zur Kontrolle der verschiedensten Aufgaben sinnvoll sind. Die nachstehenden Notizen vom Besuch der Leipziger Messe (1.—10. 3. 1959) sollen vor allem mit einigen Neuentwicklungen bekanntmachen.

Meßtechnik

Innerhalb der RFT-Werke besteht jetzt als dritte große Gruppe die VVB RFT Nachrichten- und Meßtechnik. Dieser Vereinigung Volkseigener Betriebe gehören 17 Werke an. Da bei verschiedenen großen Betrieben mit ausgedehntem Produktionsprogramm jedoch kein allzu scharfer Schnitt möglich ist, sind einige, die ebenfalls am Meßgerätesektor maßgeblich beteiligt sind, organisatorisch in anderen Gruppen eingeordnet. Daneben gibt es Betriebe, die nicht im großen RFT-Verband erfaßt sind. Privatbetriebe arbeiten heute zum Teil mit staatlicher Beteiligung.

Die Herstellung von Meßgeräten beim VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin umfaßt die verschiedensten Meß- und Prüfgeräte für die Nachrichtentechnik, Meßgeräte für den Fernseh-Kundendienst, Meßgeräte und Bauteile für die 3-cm-Meßtechnik sowie Meßgeräte und Bauteile für den 4-GHz-Richtfunkbereich. Die Produktion für die im folgenden genannten Neuentwicklungen wird entweder im Laufe des Jahres 1959 aufgenommen, oder es befinden sich für diese Geräte zur Zeit kleinere Serien in der Erprobung.

Der Klein-Lautstärkemesser „LSM 2“ ist ein handliches Gerät für Batteriebetrieb zur objektiven Messung von mittleren und großen Lautstärken in DIN-phon. Sein Meßbereich geht von 60...125 DIN-phon bei einem Frequenzumfang von 30...12500 Hz. Das Gerät ist vor allem für Messungen auf dem Gebiet der Lärmbekämpfung gedacht.

Zur Abgabe eines niederfrequenten Rauschspektrums (weißes Rauschen) im Frequenzbereich von 30 Hz...20 kHz mit einer auf allen Frequenzen dieses Bereiches praktisch gleich großen Amplitude wurde der neue Rauschgenerator „RSG 1“ konstruiert. Er liefert eine Ausgangsspannung von maximal 1,1 V an 600 Ω bei 600 Ω Quellwiderstand. Der Innenwiderstand ist wahlweise $\leq 6 \Omega$ oder 600 Ω symmetrisch, die Ausgangssymmetrie ≥ 5 N.

Für das Messen von Wirk- und Blindkomponenten von Scheinleitwerten oder Scheinwiderständen erschienen zwei neue Meßbrücken. Diese Brücken arbeiten nach dem Null-Verfahren mit Differentialübertrager. Eingebaute Leitwert- und Kapazitäts-Vergleichsnormale, die auf das absolute Maßsystem bezogen sind, dienen als Vergleichsnormale. Die Scheinleitwertmeßbrücke „SWM 2“ ist für beliebige unsymmetrische Meßobjekte im Frequenzbereich 0,5...30 MHz einsetzbar (Wirkkomponente 0,1...100 mS bei einer Meßunsicherheit von $\pm 2...5\%$, Blindkomponente $\pm 0...33$ mS bei einer Meßunsicherheit von $\pm 2...5\% \pm 2$ pF). Die Brücke „SWM 3“ ist entsprechend für einpolig geerdete, erdsymmetrische und erdfreie Meßobjekte geeignet, und zwar im Frequenzbereich 30 Hz...1500 kHz (Wirkkomponente 1 μ S...1000 mS, Blindkomponente $\pm 1 \mu$ S...100 mS, Meßunsicherheit $\pm 1...5\%$). Als Meßobjekte für beide Brücken kommen außer Zweipolen aktive und passive Vierpole in Betracht (Filter, Übertrager, Kabel, Freileitungen, Antennen usw.).

Für Nebensprech-Dämpfungsmessungen gibt es jetzt für den Frequenzbereich 10 kHz...1,2 MHz sowohl einen Pegelsender „PS 3“ (Ausgangsleistung 4 W) als auch einen Überlagerungsempfänger „UEL 2“ (Einstellunsicherheit etwa $\pm 1\%$; Empfindlichkeit $-13,5$ N, grob und feinstufig regelbar; Bandbreite etwa 200 Hz).

Besondere Beachtung fand der neue Feldstärkemesser „FSM 2-1“ für den Frequenzbereich 20...100 MHz zur Messung der Feldstärke unmodulierter, impulsmodulierter sowie AM- und FM-modulierter Sender. Anwendungsgebiete sind u.a. die Aufnahme von Antennendiagrammen,

Ausbreitungsmessungen und Messung von Störstrahlungen. Der Feldstärkemeßbereich umfaßt 0,5 μ V/m...200 mV/m.

Für den Dezimeter-Meßbereich 9...15 cm wurde noch die Ringmeßleitung „RML 1“ geschaffen, mit der sich schnell und bequem Anpassungs- und Widerstandsmessungen nach Betrag und Phase durchführen lassen. Das Gesamtgerät besteht aus einer geschlitzten, kreisförmig gebogenen konzentrischen Leitung, die mit einer rotierenden Sonde abgetastet wird, dem Empfangsteil für Überlagerungsbetrieb (ZF = 200 MHz) und einem Sichtgerät mit Katodenstrahlröhre (70 \times 80 mm Schirmbild). Der Gesamtfehler bei automatischer Abstimmung ist $\leq 7\%$, die erforderliche Meßspannung ≤ 20 mV.

Auch für den Fernseh-Kundendienst brachte VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin wichtige Ergänzungen. Mit dem Prüfgenerator „PG 2“ lassen sich in acht durchstimmbaren Bereichen Prüffrequenzen mit einer Einstellunsicherheit von $\leq 1\%$ zwischen 100 kHz und 30 MHz erzeugen (umschaltbarer Oszillator in Meißner-Schaltung mit induktiver Auskopplung; im üblichen ZF-Bereich 435...520 kHz kapazitive Dreipunkt-Schaltung). Die Ausgangsspannung an 75 Ω ist etwa 10 μ V...100 mV (Unsicherheit $\leq 25\%$, Klirrfaktor $\leq 10\%$) oder etwa 100 mV...1 V hochohmig (R_i etwa 300 Ω). Im angegebenen ZF-Bereich sind alle Frequenzen mit einem Hub von max. ± 15 kHz magnetisch wobbelbar. Der Prüfgenerator kann auch als NF-Generator (die zur Eigenmodulation dienende Frequenz 1 kHz ist mit etwa 0,5 V entnehmbar) und als Frequenzmesser eingesetzt werden.

In erster Linie als Ergänzung zum vorgenannten Prüfgenerator ist der selektive Verstärker „SV 2“ bestimmt. Er erweitert den Prüfgenerator zum Leistungssender (8 Frequenzbereiche 100 kHz...30 MHz, Verstärkungsfaktor ≥ 40 dB, frequenzabhängiger Eingangswiderstand 100 k Ω ...500 Ω , maximale Eingangsspannung 150 mV, Ausgangsspannung bei 17...30 MHz = 6 V an 75 Ω und bei 100 kHz...17 MHz = 10 V an 75 Ω , Klirrfaktor 3%).

Mit Hilfe des Rechteckwellen-Prüfgenerators „RWG 4“ sind Breitbandverstärker (z.B. der Videoteil von Fernsehempfängern) zu überprüfen. Technische Daten: 50 Hz...500 kHz, durchstimmbar in acht Bereichen, Anstiegszeit ≤ 40 ns, Abfallzeit ≤ 50 ns, Dachabfall 2%, Tastverhältnis 1:1 auf absolute Symmetrie einstellbar, Ausgangsspannung 0,5...3 V_{ss} oder 0,25...1,5 V_{ss} stetig regelbar. Das Gerät kann auch zur Erzeugung eines Balkenmusters eingesetzt werden.

Weitere in Leipzig vorgestellte neue Geräte waren ein Schwebungssumme „SSU 2“ (30 Hz...20 kHz, Ausgangsleistung etwa 1 W) und ein mV-Meter „HFR 1“ (30 Hz...5 MHz, 7 Spannungsmeßbereiche 0,1...1000 mV), das auch als Verstärker (maximale Leerlaufverstärkung etwa tausendfach) verwendbar ist.



Störfeldstärkemeßgerät „FMG 2“ (VEB Funkwerk Dresden)

Als neues Fernseh-Kundendienstgerät steht jetzt ferner der Typ „FSK 2“ zur Verfügung (HF-Generator 5,2...6,8 MHz, 10,2...11,2 MHz, 18...45 MHz und 84...102 MHz für Ton- und Bild-ZF sowie UKW-ZF; Kanalfrequenzen für Kanal 2...11; tonmodulierbar; mit Schachbrettmuster oder Grautreppe modulierbar; eingebauter Wobbelgenerator; Frequenzmarkengeber; Oszillograf eingebaut).

Aus der Neuproduktion des VEB Funkwerk Dresden sei besonders das Störfeldstärkemeßgerät „FMG 2“ erwähnt. Es läßt sich als geeichter Überlagerungsempfänger in Verbindung mit der zugehörigen Meßantenne für Aufgaben der Funküberwachung und der Funkentstörung im Frequenzbereich 30...225 MHz verwenden (Feldstärke-Meßbereich 1...15 $\mu\text{V/m}$ bis ≥ 50 mV). Die Bewertung breitbandiger Funkstörfelder ist mittels des eingebauten Impulswertgebers möglich. Unsymmetrische HF-Spannungen sind meßbar (1...3 μV bis ≥ 50 mV). Das Störfeldstärkemeßgerät wurde für die Betriebsarten A 2, A 3, F 2 und F 3 ausgelegt und eignet sich auch als Ballempfänger sowie zur Kontrolle von Rundfunksendungen.

Vom selben Hersteller gibt es nun auch ein tragbares, 4,5 kg schweres Störsuchgerät „STG 4“. Es hat 8 umschaltbare Frequenzbereiche (30...230 MHz); die kleinste angezeigte Feldstärke ist 5 $\mu\text{V/m}$ (30...150 MHz) beziehungsweise 10 $\mu\text{V/m}$ (150...230 MHz), die kleinste angezeigte Eingangsspannung am unsymmetrischen 60- Ω -Ausgang ≤ 1 μV (30...150 MHz) beziehungsweise ≤ 2 μV (150...230 MHz). Als Anzeigefehler der Feldstärke bei Nacheichung sind ± 6 dB genannt.

VEB Funkwerk Erfurt schloß mit verschiedenen Geräten einige bisher noch bestehende Lücken. So dürfte der in vier Dekaden umschaltbare Tieftongenerator „2012“ mit einem Bereich von 0,1...1000 Hz gute Verwendung in Nachrichtentechnik, Elektromedizin, Elektroakustik und Geophysik finden, desgleichen beispielsweise bei der Prüfung von Geräten und Bauelementen sowie als Zeitmarkengeber bei der Prüfung von Relais, bei Vibrations- und Infraschallmessungen usw. Die Ausgangsspannung ist stetig von 0...10 V regelbar. Die Frequenzfehlergrenzen sind bei 10 Hz etwa $\pm 1\%$ und bei ≥ 10 Hz $\pm 2\% \pm 0,01$ Hz. Der Klirrfaktor zwischen 20 und 1000 Hz und bei Belastung ≥ 10 k Ω ist $\leq 1\%$.

Der Normalgenerator „2014“ gibt bei 800 Hz eine Leistung von 1 mW an 600 Ω ab (entspricht bei 600 Ω Innenwiderstand einer Klemmenspannung von 0,775 V = 0 N). Durch Ausschalten eines Dämpfungsgliedes läßt sich die Leistung auf 7,39 mW erhöhen (entspricht 2,106 V bzw. 1 N). Das

Tieftongenerator „2012“
(VEB Funkwerk Erfurt)



batteriegespeiste Gerät ist jetzt mit einem Transistor bestückt. Die Fehlergrenze der Frequenz ist $\pm 2\%$, der Klirrfaktor ist $\leq 1,5\%$.

Die im Zählfrequenzmesser „3006“ des Erfurter Werkes verwendeten Zähldekaden sind jetzt auch einzeln lieferbar. Sie dienen zur Anzeige von periodischen und nichtperiodischen Vorgängen. Die 100-kHz-Zähldekade „8100“ kann in elektronischen Zählern bis zu einer Zählgeschwindigkeit von 100000 Vorgängen je Sekunde eingesetzt werden, die 1-MHz-Dekade „8101“ als spezielle Eingangsdekade für schnell arbeitende elektronische Zähler bis zu einer Zählgeschwindigkeit von 1000000 Vorgängen je Sekunde. Die Anzeige erfolgt mit 10 eingebauten und mit entsprechenden Ziffern gekennzeichneten Glühlampen. Eine Hintereinanderschaltung von beliebig vielen Zähldekaden „8100“ ist ohne Zwischenschaltung von Verstärkern möglich.



Transistormeßgerät
„1014“ vom VEB
Funkwerk Erfurt



TELEFUNKEN

DG 13-18

eine neue Elektronenstrahlröhre mit sehr großer Helligkeit. Diese Röhre ist besonders geeignet für Geräte, die nach dem Impulsreflexionsverfahren arbeiten.



Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften mit genauen technischen Angaben.

TELEFUNKEN
ROHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Ebenfalls neu ist das Transistormessgerät „1014“, das zur Bestimmung der schaltungstechnischen Eigenschaften von Flächentransistoren kleiner und mittlerer Leistung vom *pnp*- und *npn*-Typ vorgesehen ist. Die zur Messung notwendigen Spannungen und Ströme werden im Gerät erzeugt. Der Kollektorstrom und die *h*-Parameter für kleine Signale können in Basis- und in Emitterschaltung direkt abgelesen werden. Meßbar sind h_{11} , h_{21} , h_{22} und h_{12} . Die Meßfrequenz ist 1000 Hz.

Die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung von Metallen, keramischen Werkstoffen und Kunststoffen ist mit dem neuentwickelten Ultraschall-Materialprüfgerät „9020“ gewährleistet. Das benutzte Impulsverfahren läßt eine sofortige Auswertung der Anzeige auf Tiefenlage und ungefähre Lage der Fehler (Lunker, Risse, Doppelungen und Schlackeneinschlüsse) in einem Tiefenbereich von etwa 10 mm bis zu 5 m zu. Die benutzten Prüffrequenzen sind 1, 2, 4 und 6 MHz.



Ultraschall-Materialprüfgerät „9020“ (VEB Funkwerk Erfurt)

VEB Rafena Werke Radeberg überraschte mit vielen Weiterentwicklungen auf dem Gebiet der HF- und Fernsehmeßgeräte. So sah man den Fernsehpegel- und Meßoszilloskopen „KO 222“ zur genauen Messung von Videosignalen, Rechteckwellen und sinusförmigen Spannungen bis zu 10 MHz. Auf der einen der beiden eingebauten 13-cm-Katodenstrahlröhren wird die Auflösung von Rasterimpulsen der Fernsehtechnik dargestellt, während mit der anderen Röhre universelle Messungen durchzuführen sind.

Der Wobbelmeßsender „WMS 233“ soll zur schnellen Messung der Amplituden-Frequenzcharakteristik von Filtern, Verstärkern, Frequenzdemodulatoren und Übertragungseinrichtungen eingesetzt werden. Er arbeitet mit einer Frequenz von 35 MHz und einem Frequenzhub von ± 5 MHz. Frequenzmarken 30,5...39,5 MHz können als Dunkelpunkte im Abstand von 1 MHz eingeblendet werden. Die kontinuierlich regelbare Ausgangsspannung ist $10 \mu V_{eff}$...100 mV_{eff}. Mit dem Meßverstärker „MV 157“ läßt sich die Ausgangsspannung auf 3 V_{eff} erhöhen.

Auf dem gleichen Stand fand man in Leipzig auch das neue Demodulationskennlinien-Meßgerät „DKM 281“ zur Messung und zum Abgleich von FM-Demodulatoren im Frequenzbereich 31...39 MHz auf Linearität und Mittenfrequenz. Die Frequenzgenauigkeit von $2 \cdot 10^{-5}$ wird durch einen eingebauten Quarzgenerator erreicht. Die Modulationsfrequenz ist 10 kHz; der Hub ist zwischen 0 und ± 35 kHz einstellbar. Das Gegenstück zu diesem Gerät ist ein Modulationskennlinienschreiber „MKS 282“ zur Messung und zum Abgleich von FM-Modulatoren im Bereich von 30...40 MHz bei einem maximalen Frequenzhub von 500 kHz. Die Modulatkennlinie ist auf einer Katodenstrahlröhre sichtbar. Die Bestimmung der Linearität der Modulatkennlinie wird mit einer in Prozent geeichten Meßeinrichtung durchgeführt, und eine in Kilohertz geeichte Anzeigevorrichtung gestattet die Messung des Frequenzhubes. Die erforderliche Eingangsspannung (Eingangswiderstand 70 Ω) ist ≥ 200 mV.

Auf dem Gebiet der Dezimeter-Meßgeräte und Dezimeter-Meßhilfsgeräte wurden bei Rafena u.a. die Dezimeter-Voltmeter „DVM 106“ und „DVM 107“ sowie einige Reaktanzleitungen und eine Stichleitung zusätzlich herausgebracht.

Eine Fülle von zweckmäßigen Meßgeräten für die Kerntechnik konnte man in der gut aufgelegten Sonderschau von VEB Vakutronik Dresden finden. Für Laboratorien stehen jetzt zahlreiche Strahlenmeßgeräte — angefangen vom Impulzzähler bis zur Strahlenwarnanlage — zur Verfügung. Von den verschiedenen Strahlendosimetern sei an dieser Stelle nur das transistorisierte Kleinstgerät „Aktifon VA-J-11“ genannt, das ein Halogen-Zählrohr enthält und für den Nachweis von γ -Strahlung radioaktiver Isotope mittels Kopfhörers entwickelt wurde. Der heute schon 48 Seiten starke Übersichtskatalog der Vakutronik enthält ferner Daten von zahlreichen elektronischen Bausteinen, elektrischen Sondergeräten, Ionisationskammern, Zählrohren und Szintillationszählern.

Steuerungs- und Regelungstechnik

Die elektronische Regelungstechnik wird innerhalb der VVB Regelungstechnik von VEB Intron, Leipzig, bearbeitet. Ausgestellt war unter anderem das Modell eines Bunker-Füllstandsanzeigers, der nach einer kapazitiven Methode eine kontinuierliche Anzeige der Füllhöhe ergibt. Als Neuentwicklung wurde außerdem das sogenannte Strahlengitter „SG 4“ gezeigt, im Prinzip eine mit Hochfrequenz (etwa 50 kHz) gespeiste Brücke. Dieses Gerät bringt bei Unsymmetrie eines Brückenzweiges ein Relais zum Anzug. Mittels dieser Kapazitätssonde können bei Annäherung von Gegenständen an eine entsprechende Antenne Schaltvorgänge ausgelöst werden. Außerdem liefert das Gerät eine Meßgleichspannung, die je nach Richtung der Abweichung vom Brückengleichgewicht eine der Abweichung proportionale positive oder negative Gleichspannung liefert. Das Gerät kann deshalb auch als Meßgerät oder Meßwertumformer für Steuer- und Regelanlagen eingesetzt werden. Verwendet wurde das Strahlengitter bisher für Raumschutzanlagen, als Kontrollgerät in Walzenstraßen und als Schaltglied für sich selbsttätig öffnende Türen. Die Anwendungsmöglichkeiten sind jedoch noch weit universeller, da sich praktisch alle sonst schwer meßbaren Gegenstände oder Vorgänge erfassen lassen, bei denen sich das zu messende Gut lediglich stofflich von Luft oder vom Vakuum unterscheidet. Das Strahlengitter „SG 4“ ist für Netzanschluß ausgelegt; die Leistungsaufnahme ist 40 VA. Die Maximalwerte für die Brückenweiche sind < 1000 pF, > 50 k Ω , > 50 mH. Die maximale Empfindlichkeit der Schaltauslösung ist besser als 0,5% beziehungsweise 0,5 pF. Die maximalen Spannungen bei starker Brückenunsymmetrie sind in der Relaisstufe $100 V \pm 30\%$ und in der Gleichrichterstufe $10 V \pm 30\%$. Fünf Schaltungen je Sekunde sind zulässig. Bestückt ist das Gerät mit $3 \times$ ECC 85.

Ebenfalls neu ist der Schaltverstärker „SV 1“. In 50-Hz-Brücken oder Kompensationsschaltungen kann mit Hilfe dieses Schaltverstärkers bei Verändern der Phasenlage oder durch einen Phasensprung von 180° ein Schaltvorgang eingeleitet werden. Ein zusätzlicher Gleichstromausgang gibt je nach Phasenlage eine positive oder negative, der Wechselspannung annähernd proportionale Gleichspannung ab, die sich zur Anzeige oder für den Eingang eines Reglers verwenden läßt. Der Schaltverstärker wird vor allem als Indikator zum Nachweis oder Aufsuchen magnetischer Felder benutzt, ebenso kann aber auch beispielsweise das magnetische Feld in einer Suchspule durch magnetische Materialien beeinflußt werden (Verhütung von Karambolagen mit eisernen Gegenständen; Erfassung von vorbeilaufenden eisernen Rädern, Blöcken usw.; Aufbau von Zählvorrichtungen oder selbsttätigen Türöffnern; Auslösen von beliebig zu steuernden Vorgängen). Das Gerät hat Netzanschluß; die Leistungsaufnahme ist maximal 30 VA. Als Lage der Steuerspannung zur Netzspannung werden 0° beziehungsweise $180^\circ \pm 30^\circ$ genannt. Die zulässige Eingangsspannung des unsymmetrischen Eingangs ist 80 V. Die Schalteingangsspannung (Steuerspannung, bei der die Relais anziehen) ist < 10 mV. Die Ausgangsgleichspannung im Schaltpunkt ist $25 V \pm 30\%$, die Ausgangsgleichspannung bei Steuerspannung Null < 4 V. Der Schaltverstärker ist mit $2 \times$ ECC 85 bestückt.

Der große Ausstellungsstand von VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow enthält außer manchen Beispielen pneumatischer Regelungen auch neue Prüfanordnungen (Schwingtische, Auswuchtmaschinen usw.).

Meßwertumformer (Lastgeber, Züggeber, Kolbenmanometer) und vieltastige andere Bauelemente für Regelungs- und Steuerungszwecke (Regler mit nachgeschalteten magnetischen Verstärkern, Zeitglieder mit RC-Kombinationen, Gleichlaufgeräte, Fernanzeiger, Stellmotoren, Potentiometersteller) sah man bei VEB Wissenschaftlich-Technisches Büro für Gerätebau Berlin. Besonders hervorzuheben sind dabei drei neue Regelmotoren mit ungewöhnlich kleiner Zeitkonstante; die elektromechanische Zeitkonstante des 2,5-W-Gleichstrommotors ist beispielsweise 28 ms, des 4-W-Typs etwa 17 ms und der 65-W-Ausführung sogar nur 5 ms.

Aber auch im Jenaer Pavillon waren neue Bauelemente für die Meß-, Steuer-, Regel- und Fernwirktechnik ausgestellt, so u.a. ein Präzisions-Umlaufpotentiometer „Upo 63“ mit einem erforderlichen Drehmoment von ≤ 20 cm g (Stufigkeit ≥ 4 Wdg./ $^\circ$, 2500 Ω , 4 Anzapfungen, Genauigkeit $\pm 0,75^\circ$). Ein weiteres Präzisions-Meßpotentiometer ist beispielsweise der Typ „Ipo 40“ mit einem Drehmoment von ≤ 2 cm g (Stufigkeit 2,1...4,5 Wdg./ $^\circ$, 200...2500 Ω , Linearitätstoleranz $\pm 1^\circ_{00} \dots \pm 3^\circ_{00}$). Winzige Magnetkupplungen „Maku“ mit sehr kleinen Trägheitsmomenten (beispielsweise 0,0058 cm g s² bei der Kupplung „Maku 400“ mit 400 cm g Drehmoment), kurzen Ein- und Ausschaltzeiten (22 ms beziehungsweise 15 ms) und geringen Steuerleistungen (0,84...1,56 W) sowie aus solchen Kupplungen bestehende Relaisauftriebe rundeten u.a. das Angebot ab. Drehmelder, Differential-Drehmelder und für Stellmotoren (Nachlaufmotoren) bestimmte Ferrarismotoren gibt es übrigens in verschiedenen Ausführungen bei VEB Funkwerk Köpenick.

Sondergeräte

Die Radar-Meßtechnik fand mit zwei in der DDR neuentwickelten Geräten ihren auf der Messe sichtbaren Niederschlag. VEB Funkwerk Köpenick führte die Kollisionsschutzanlage „FGS 392“ vor, eine Schiffsradaranlage, die auf 9375 MHz (3,2 cm = X-Band) und mit Impuls-



Kollisionsschutzanlage „FGS 392“
(VEB Funkwerk Köpenick)

Magnetronsender (Sendeleistung ≥ 40 kW, Impulsbreite umschaltbar auf 0,5, 1 und 2 μ s, Impulsfrequenz umschaltbar auf 500 Hz und 1000 Hz). Der Antennenspiegel wird dem georteten Objekt (zum Beispiel einem Wetterballon mit angehängtem Tripelspiegel) vollautomatisch in den beiden Koordinaten Seitenwinkel und Höhenwinkel nachgeführt. Die nach dem Prinzip der Laufzeitmessung bestimmte Entfernung zeigt automatisch ein nachgeführtes Zählwerk in km oder m an. Das Anzeigegerät erhält die Meßwerte für Seitenwinkel, Höhenwinkel und Entfernung. Die Parabolspiegel-Antenne bestreicht einen Seitenwinkel von $0...360^\circ \pm 0,2^\circ$, einen Höhenwinkel (bezogen auf Zenit) von $\pm 92^\circ \pm 0,2^\circ$ und einen Querswinkel von $\pm 20^\circ \pm 0,2^\circ$. Die maximale Nachführgeschwindigkeit der drei Hauptachsen ist etwa 5°/s. Der Entfernungsbereich beträgt 150 km \pm 50 m (Nachführreichweite gegen Tripelspiegel etwa 80 km).

Derselbe Betrieb stellte auch einen Wolkenhöhenmesser vor. Zur Bestimmung der Höhe wird die Zeit gemessen, die ein vom Sender vertikal ausgestrahlter Lichtblitz und sein Reflex an einer Wolkendecke (Höhenbereich 30...3000 m) brauchen, um die Strecke vom Sender zur Wolke und zurück zu durchlaufen. Die Laufzeit (0,2...20 μ s) mißt man mit einem im Sichtgerät eingebauten Impulsoszillografen. An einer Kreisskala läßt sich dann die Wolkenhöhe unmittelbar ablesen. Die Blitzleistung des Senders entspricht etwa 20 MW. Die Impulsfolgefrequenz ist 2 Hz, der Meßfehler etwa 20 m.

Einen Sichtfunkpeiler „FGS 340b“ zur Standortbestimmung von Seefahrzeugen durch Anpeilen von Funkfeuern oder Sendern, deren Standort bekannt ist, zeigte VEB Funkwerk Dabendorf. Die Sichtpeilanlage benutzt eine feststehende Antennenanordnung (Kreuzrahmen). Der zu peilende Sender wird auf der Frequenzskala des Empfängers eingestellt. Die Peilung erscheint nach Eichung auf der Sichtröhre des Empfängers als leuchtender Strich oder schmale Ellipse. Der Sichtpeilempfänger ist für die Frequenzbereiche 195...555 kHz und 1490...3020 kHz (aufgeteilt in insgesamt 3 Bereiche) und für die Betriebsarten A 1, A 2, A 3 und B ausgelegt. Die Empfindlichkeit ist 10...20 μ V/m bei einem Störabstand von 1 : 5.

Elektronische Rechengeräte und Modellregelkreise

Auf zwei elektronische Digitalrechner wurde in Leipzig aufmerksam gemacht. VEB Funkwerk Dresden hat einen elektronischen programmgesteuerten Rechenautomaten entwickelt, mit dem sich im Mittel etwa 100 Operationen je Sekunde mit bis zu 20stelligen Dezimalzahlen durchführen lassen. Die als Speicher verwendete Magnettrommel (etwa 25 cm \varnothing) kann 2080 Zahlen oder das Dreifache an Befehlen aufnehmen (entspricht einer Aufnahmefähigkeit von rund 150000 dualen Informationen). Der Rechenautomat enthält außer den sonstigen Bauteilen etwa 700 Elektronenröhren. Die Eingabe der Zahlen und Befehle erfolgt wahlweise über einen Lochstreifenabtaster oder (wie auch die Ausgabe der Resultate) über eine elektrische Schreibmaschine.

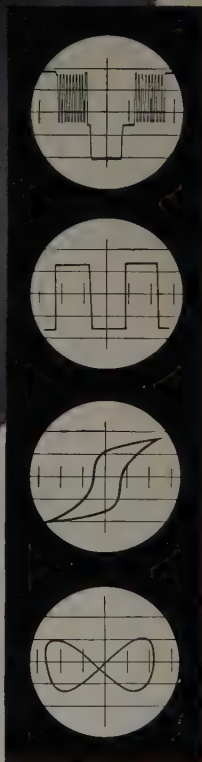
Im Jenaer Pavillon war ein Modell des Rechenautomaten „ZRA I“ ausgestellt. Dieses elektronische Rechengerät enthält einen Ferritkernspeicher (etwa 8000 Ferritkerne) und einen Magnettrommelspeicher. Der Magnettrommelspeicher hat eine Speicherkapazität von 4096 Wörtern je 48 bit. Die Eingabe des Programms erfolgt über spezielle Lochkarten.

Für die Nachbildung und Untersuchung von komplizierten Regelvorgängen hat VEB Wissenschaftlich-Technisches Büro für Gerätebau Berlin den schon bekannten, aus einzelnen Bausteinen bestehenden elektronischen Modellregelkreis weiter ausgebaut.

leistungen von 20...40 kW arbeitet. Der Bildschirm des Sichtgerätes vermittelt in sechs Entfernungsbereichen zwischen 0,75...24 Seemeilen eine klare Rundschau. Hindernisse (Schiffe, Treibeis, Inseln, Seefahrtzeichen usw.) sind klar auf dem Bildschirm erkennbar. Die Bedienung erfolgt vom Hauptsichtgerät; eine Kreiselkompaßanlage kann angeschlossen werden, so daß ständig auf dem Sichtgerät der genaue Kurs des Schiffes ablesbar ist.

VEB Wissenschaftlich-Technisches Büro für Gerätebau Berlin wartete mit einer Höhenwind-Radaranlage (Typ „II“) auf. Auch diese Anlage benutzt das 3,2-cm-Band (9345...9405 MHz). Sie hat einen impulsgetasteten

SIEMENS
MESSTECHNIK



OSCILLARZET

auf jeden Meßplatz

Handlich und klein,
technisch hochwertig ausgestattet
ist unser Elektronenstrahl-Oszillograph
OSCILLARZET
für Wechselstrom bis 5 MHz.

Für Untersuchungen in Laboratorien und
Prüfräumen

Für Kontrollmessungen in Werkstätten

Für Kundendienst-Arbeiten

Und sein Preis: 770 DM

Außerdem für genaue Messungen
OSCILLARZET 05 mit Gleichspannungs-
verstärker bis 5 MHz

Druckschrift SH 6627

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

Ms 199

Selektives VHF-Voltmeter „USVF“ für Band I und III

Speziell für die Fernsehtechnik ist dieser abstimmbare Relativspannungsmesser von Rohde & Schwarz bestimmt, der innerhalb der Fernsehkanäle I...III auf jede Frequenz im Abstand von bis zu ± 8 MHz von der Kanalmitte eingestellt werden kann. Das Gerät zeichnet sich durch schmale Bandbreite (ZF-Bandbreite 8 kHz), hohe Selektion (> 20 dB bei $\pm 7,5$ kHz, > 60 dB bei ± 20 kHz) und großen Spannungsbereich (etwa 2 mV bis 5 V, unterteilt in 4 feste Stufen zu je 10 dB und stetiger Feinregler mit ≈ 45 dB) aus. Damit ist das VHF-Voltmeter besonders für die Untersuchung des Spannungsverhältnisses zwischen den Seitenbändern und



dem Träger von Fernsehsendern geeignet. Mit seiner Hilfe gelingt es beispielsweise, den Frequenzgang und die Verzerrungen der Modulation statisch aufzunehmen. Das VHF-Voltmeter „USVF“ ist ein Überlagerungsempfänger mit Bandpaßeingang. Die Anzeige erfolgt an einem in Effektivwerten bei Sinusspannung geeichten Meßinstrument, das durch einen Spitzengleichrichter gespeist wird.

ELRU-Information 685

Digitalrechner „TR 4“

Eine sehr schnelle digitale Allzweck-Rechenanlage für die Lösung umfangreicher und vielgestaltiger Aufgaben aus dem Gebiet der Wissenschaft, Technik und Wirtschaft hat Telefunken entwickelt. Der ausschließlich mit Halbleitern arbeitende Parallelrechner „TR 4“ nimmt trotz seiner

großen Leistungsfähigkeit nur etwa 1,5 kW auf und benötigt daher keine besondere Kühlanlage. Der Digitalrechner „TR 4“ erreicht bei einer Taktfrequenz von 2 MHz eine Arbeitsgeschwindigkeit von 50000 Operationen je Sekunde. Die Maschine arbeitet intern mit rein binären Zahlendarstellungen in festem und gleitendem Komma. Arithmetische Operationen und Transporte unterliegen einer automatischen Kontrolle. Um die Rechenanlage auch für Spezialzwecke vorteilhaft ausnutzen zu können, ist das Mikrobefehlswerk so ausgeführt, daß durch Auswechseln von einzelnen Druckschaltungsplatten jederzeit Spezialoperationen geschaffen werden können.

Zwei voneinander unabhängige Ferritspeicher haben eine Kapazität von je 4096 Wörtern oder 8192 Ein-Adreß-Befehlen. Sie werden ergänzt durch einen Festspeicher besonders kurzer Zugriffszeit und einen Index- (Adressen-) Speicher. Die Gesamtkapazität läßt sich auf insgesamt 32768 Wörter zu je 52 bit erweitern.

Zur Ein- und Ausgabe dienen neuentwickelte Telefunken-Magnetbandgeräte, die zum Teil gleichzeitig mit dem Rechner arbeiten können. Lochstreifen- und Lochkartengeräte sind direkt anschließbar. Die Magnetbandumspeicherung geschieht auf vom Rechner unabhängigen Anlagen. Das direkte Beschriften und langsame Ausdrucken der Magnetbänder erfolgt mit elektrischen Schreibmaschinen auf Beschriftungs- und Bandmischplätzen. Schnelle Zeilendrucker sind sowohl direkt als auch über Magnetbandwandler anschließbar.

ELRU-Information 686

Strahlungsmeßgerät „X 10“

Dieses handliche Strahlungsmeßgerät hoher Meßgenauigkeit hat die Graetz KG herausgebracht. Das in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführte Gerät hat in 2×4 Anzeigebereichen einen Meßumfang vom Null-effekt (etwa 5 μ r/h) bis 50 r/h. Durch einen Umschaltknebel werden die gewünschten Meßbereiche eingeschaltet, wobei die jeweils dazugehörige Skala unter dem Lupenglas des Skalenfensters erscheint. Die Eichung der Skala gilt nur für Gamma- oder Röntgenstrahlen. Es ist aber auch der Nachweis von Alpha- und Betastrahlung möglich. Mit dem eingebauten Zählrohr 18509 lassen sich in vier Bereichen Werte zwischen 0,1 mr/h und 50 r/h erfassen. Ein als Sonde ausgeführtes zweites Fensterzählrohr gestattet einerseits Nachweis und Messungen kleinster Strahlenmengen (5 μ r/h...500 mr/h) und ermöglicht andererseits einen größeren Sicherheitsabstand beim Umgang mit radioaktiven Präparaten. Die Sonde läßt sich auch vorteilhaft für Spür-, Such- und Warnzwecke verwenden. Hierzu wird ein Miniatur-Kopfhörer angeschlossen, der die Zählrohrimpulse hörbar macht. Die Zeitkonstante ist für sechs Bereiche optimal ausgelegt. Das Gerät ist in einem wasserdichten und stoßfesten Polyamid-Gehäuse (143 \times 97 \times 43,5 mm) untergebracht und wiegt ohne Sonde und ohne Tasche etwa 560 g, mit Sonde etwa 615 g. Die Stoßfestigkeit ist

CERBERUS KALTKATHODENRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

Präzisionsstabilisatoren SR 2 – SR 4

Ausgezeichnete zeitliche Konstanz, grosser Stabilisierungs-bereich, hoher Spitzenstrom, kleine Fabrikationsstreuungen und kleiner Innenwiderstand sind die hervorstechendsten Merkmale der Cerberus Präzisionsstabilisierungsröhren.

Ein eingebauter Vorionisator gewährleistet einwandfreie Zündung auch in völliger Dunkelheit.

Die zweite Anode der Röhren SR 2 und SR 3 gestattet die Vermeidung von Zündüberspannungen.

Technische Daten

	SR 2	SR 3	SR 4
Zündspannung V_Z	max V 135	155	115
Stabilisierte Spannung V_B	V 88 ± 2	107 ± 3	86 ± 1
gemessen bei	mA 30	30	1,5
Stabilisierungsbereich	mA 2–80	2–80	0,5–5
Regulierung	max V 2	4	1,5
gemessen im Bereich	mA 20–40	20–40	0,5–3
Änderung der Brennspannung in 20000 h	max \pm V 1	1	1
Sockel	Noval	Noval	Drahtenden

Unsere Kaltkathoden-Relaisröhren:

GR 15, GR 16, GR 17, GR 18, GR 19, GR 20, GR 21

Unsere Leistungs-Schaltröhren: HSR 11, HSR 21

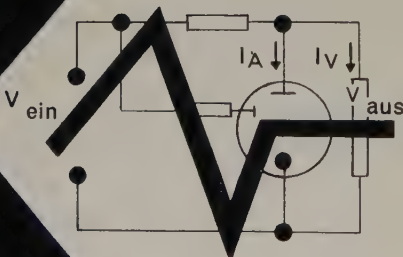
Gerne stellen wir Ihnen ausführliche Unterlagen über Stabilisierungsröhren, Relaisröhren, Leistungs-Schaltröhren und Signallampglampen mit langer Lebensdauer zu.

In Westdeutschland:

Enatechnik, Alfred Neye, Darmstadt, Rheinstraße 3. Telefon 63 69
Fernsch. 04-19357



SR 2
SR 3



SR 4

CERBERUS
ELEKTRONENRÖHREN

mindestens 10 g (mit Ausnahme des Zählrohrs), die Rüttelfestigkeit > 5 g (einschließlich Zählrohr), die Anzeigeschwankung < 10% im Temperaturbereich -20...+50° C.

ELRU-Information 687

Magnetfilmgerät „Magnetophon M 5-16“

Unter dieser Typenbezeichnung hat *Telefunken* ein Tonaufnahmegerät für perforierten 16-mm-Magnetfilm entwickelt, das eine Erweiterung des bekannten Studio-Magnetbandgerätes „Magnetophon M 5“ ist. Bei diesem Gerät wird der perforierte 16-mm-Film nicht wie bisher üblich durch Zahntrommeln, sondern durch Friktion transportiert, um die Perforation zu schonen, die Tonhöhen Schwankungen ohne den sonst notwendigen Aufwand an mechanischen Dämpfungseinrichtungen niedrig zu halten und bequeme Bedienung zu ermöglichen. Zwei waagrecht angeordnete Bandteller nehmen den 16-mm-Magnetfilm auf, der über zwei Umlaufrollen an den Magnetköpfen vorbeigeleitet. Der Film wird mit einer Gummidruckrolle an die Tonrolle gedrückt und so angetrieben. Die Hochlauf- und Stoppzeiten sind sehr kurz. Die Umpulsgeschwindigkeit ist vorwärts und rückwärts kontinuierlich bis zum Zwölffachen der normalen Filmgeschwindigkeit regelbar. Darüber hinaus läßt sich das Gerät „M 5-16“ auch als normales Magnetbandgerät benutzen. Durch Auswechseln des Kopftägers ist Betrieb mit 6,35 mm breitem Band möglich, wobei die Bandgeschwindigkeit 38 cm/s ist.

Um völligen Synchronlauf mit einem Bildaufnahme- oder Bildwiedergabegerät zu gewährleisten, ist das elektronische Nachsteuergerät „R 91“ eingebaut. Der Magnetfilm durchläuft eine optische Lichtschranke, die über einen Phototransistor mit nachgeschaltetem Transistorverstärker bei jedem Durchlauf eines Perforationsloches einen elektrischen Impuls erzeugt. Bei der normalen Filmgeschwindigkeit entsteht eine Impulsfrequenz von 25 Hz, die durch eine Zweilochblende innerhalb der Lichtschranke verdoppelt wird, so daß eine Perforationsfrequenz von 50 Hz entsteht. Diese Perforationsfrequenz wird in einer Phasenbrücke mit einer Vergleichsfrequenz, mit der zum Beispiel das Bildaufnahmegerät betrieben wird, verglichen. Laufen beide Geräte nicht synchron, so entsteht in der Phasenbrücke eine positive oder negative Steuerspannung. Der Tonmotor des Gerätes „M 5-16“ wird nicht aus dem 50-Hz-Netz gespeist, sondern von einem Kraftverstärker, dem ein 50-Hz-Generator vorgeschaltet ist. Dieser Generator enthält eine Reaktanzröhre, deren Gittervorspannung die Generatorfrequenz bestimmt. Die Gitterspannung ist im Steuergerät manuell einstellbar. Die von der Phasenbrücke abgeleitete Steuerspannung wird dem Gitter der Reaktanzröhre zugeführt, und aus der Summe oder Differenz von Steuerspannung und eingestellter Gitterspannung ergibt sich die für die Frequenz maßgebende wirksame Gitterspannung, die die Filmgeschwindigkeit des Tonträgers bestimmt. Das elektronische Nachsteuergerät „R 91“ bringt die Geschwindigkeit von Magnetfilm und Bildfilm innerhalb von 100 ms in Übereinstimmung.

ELRU-Information 688

Mehrkanal-Magnetbandanlage „HMC“

Zur Speicherung von Funk- und Telefongesprächen in der Nachrichtentechnik und Flugsicherung hat vor kurzem die Firma *G. Haerberlein* die Mehrkanal-Magnetbandanlage „HMC“ auf den Markt gebracht. Als Tonträger wird bei fünf Spuren normales Magnetband, bei zwanzig Spuren Ein-Zoll-Band verwendet. Die Geräte entsprechen dem Pflichtenbuch der Bundesanstalt für Flugsicherung. Das Gerät ist zwei- oder dreiteilig aufgebaut. Neben der automatischen Umschaltung sorgt eine hochentwickelte Kontrollautomatik für unbedingte Betriebssicherheit. Jede Baugruppe ist mit einer Reserveeinheit ausgestattet, auf die bei auftretenden Fehlern sofort umgeschaltet wird. Durch gleichzeitige Aufnahme eines zweiten Signals auf einer Tonspur erhält man ein absolut zuverlässiges Dokument. Das Wiedergabegerät enthält einen Dreikanal-Verstärker, der die Mischung der Aufzeichnungen von zwei wählbaren Tonspuren mit der auf einer Spur gespeicherten Zeitansage gestattet, so daß sich besprochene Bänder in kürzester Zeit auswerten lassen.

ELRU-Information 689

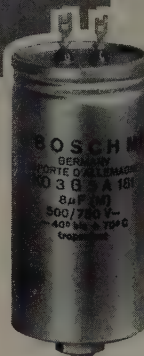
Elektronischer 6-Kurven-Punkt drucker

Für die Messung und Registrierung von sechs statischen und quasi-statischen Vorgängen in Verbindung mit Dehnungsmeßstreifen sowie für elektrische Wiegeeinrichtungen in Verbindung mit Zug- und Druckkraftgebern und zur Messung anderer Zustandsgrößen ist der elektronische 6-Kurven-Punkt drucker „PR 3210 P“ von *Philips* geeignet. Er enthält eine direktanzeigende, registrierende, automatisch abgleichende elektronische Meßbrücke mit Umschalt einrichtung für sechs verschiedene Meßstellen. Das Gerät arbeitet in Doppelbrückenschaltung mit automatischem

BOSCH MP-Einheits-Konden- satoren Klasse 1



KO 357



BOSCH MP-Einheits-Kondensatoren Klasse 1 für besonders hohe klimatische Anforderungen.

Diese Kondensatoren werden verwendet in feuchten Räumen aller Zonen, im Freiluftklima der gemäßi-

ten Zone, der trockenen und feuchten Tropen und im arktischen Freiluftklima.

Ausführung: MP-Wickel in rundem Aluminiumgehäuse mit eingelötetem Stahlblechdeckel, durch allseitige Lackierung korrosionsfest. Glasdurchführungen mit Lötösen zum Anschließen der Leitungen. Gewindebolzen am Gehäuseboden zum Befestigen des Kondensators und gleichzeitig als Erdschluß.

Lieferbar in folgenden Größen:

Nennspannung (Spitzenspannung) Gleichstrom V	Zul. Wechsel- spannung 50 Hz V	Kapazitäten µF
160 (240)	75 DB 115 AB	1 — 32
250 (375)	125 DB 190 AB	0,5 — 40
350 (525)	150 DB 225 AB	0,5 — 32
500 (750)	220 DB 330 AB	0,1 — 20
750 (1125)	250 DB 375 AB	0,5 — 8

DB = Dauerbetrieb

AB = Aussetzender Betrieb

BOSCH MP-Kondensatoren heilen Durchschläge selbsttätig ohne Betriebsunterbrechung. BOSCH MP-Kondensatoren sind kurzschlusssicher, unempfindlich gegen kurzzeitige Überspannungen und praktisch induktionsfrei. Abmessungen und Gewicht sind besonders gering.

ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART
Postfach 50





Das Halbleiter-Verkaufsprogramm der TE·KA·DE erfüllt auf allen Anwendungsgebieten der Halbleitertechnik hohe Ansprüche. Es umfaßt: Germanium-Dioden, Silizium-Dioden, NF-Transistoren, HF-Transistoren, Leistungstransistoren verschiedener Leistungsstufen und Spannungsfestigkeit. — Bitte, fordern Sie ausführliche technische Unterlagen.

TE·KA·DE

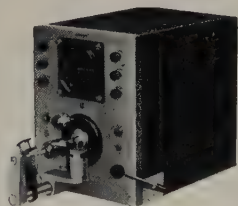
SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-, KABEL- UND DRAHTWERKE AG. TE·KA·DE NÜRNBERG

DISA ELEKTRONIK

- genau und zuverlässig!

DISA ARMASCOPE-

ANKERPRÜFGERÄT
FÜR KLEINE
KOMMUTATORANKER
STELLT ALLE
ELEKTRISCHEN
ANKERFEHLER FEST
UND LOKALISIERT SIE



Dieses neue Gerät wurde bereits an mehrere führende Kleinmotorenhersteller in Deutschland geliefert.



Andere Geräte aus unserem Produktionsgebiet **INDUSTRIELLE ELEKTRONIK:**

DISA-DEKADENZÄHLER-
Frequenz- und Zeitmeßgerät

DISA UNIVERSAL INDICATOR-
Präzisions-Zweistrahloszillograph

VERTRIEB: ENATECHNIK · ALFRED NEYE
DARMSTADT, RHEINSTRASSE 3
DISA ELEKTRONIK A/S, KOPENHAGEN
HERLEV, DÄNEMARK

Nullabgleich. Diese Schaltung besteht aus der äußeren Brücke mit den vier Dehnungsmeßstreifen je Meßstelle und einer im Gerät befindlichen Vergleichsbrücke. Die Diagonalspannung der Vergleichsbrücke wird mit der Diagonalspannung der Dehnungsmeßstreifenbrücke kontinuierlich und automatisch verglichen. Die bei einer Widerstandsänderung der Dehnungsmeßstreifenbrücke gegenüber der Vergleichsbrücke auftretende Spannungsdifferenz wird verstärkt und treibt dann den Stellmotor, der einen Meßwagen mit Schleifkontaktzeiger und Schreibvorrichtung derart bewegt, daß der Brückenabgleich laufend hergestellt wird. Die Meßgenauigkeit ist $\pm 0,25\%$ vom Vollausschlag, die Einstellunsicherheit etwa $0,1\%$ des Vollausschlages. Das aperiodisch gedämpfte einstellbare Meßsystem hat eine Einstellzeit von 1 Sekunde über die gesamte Skalenlänge von 250 mm bei 300 g Einstellkraft. Die Papiergeschwindigkeit ist auf 40, 80, 300 und 600 mm/h umschaltbar; die Intervalle zwischen zwei aufeinanderfolgenden Aufzeichnungen sind 30, 15, 4 und 2 Sekunden.

ELRU-Information 690

Elektromagnetische Relais der Typenreihe „MR“

Die elektromagnetischen Relais der Typenreihe „MR“ (Elesa AG) eignen sich speziell für industrielle Steuergeräte. Besonderer Wert wurde auf die Verwendung klimabeständiger Materialien und Oberflächenbehandlungen, auf reichliche Kriechwege und Isolation sowie auf einfache und robuste Konstruktion gelegt. Kurze Kontaktfedern gewährleisten prellfreies Schalten und Unempfindlichkeit gegenüber Erschütterungen. Es sind Modelle für Gleich- und Wechselstrom sowie mit Abfallverzögerung, speziell geeignet zur Verwendung mit Elesa-Relaisröhren, verfügbar. Die Spulen für Gleichstromrelais sind serienmäßig mit 1600 oder 8000 Ω Widerstand (mit und ohne Verzögerungswicklung) für Betriebsspannungen von 45 und 100 V = lieferbar. Die normalen Betriebsspannungen reichen zur Betätigung eines mit sechs Kontakten bestückten Relais aus (Spulenbelastung etwa 1,2 W). Bei vier Kontakten kann die Spulenspannung um 15%, bei zwei Kontakten um 30% niedriger sein. Die maximal zulässige Belastung der Spule ist 4 Watt.

ELRU-Information 691

Impulsfrequenzmesser „N 600“

Einen neuentwickelten Präzisions-Impulsfrequenzmesser mit eingebautem stabilisiertem Hochspannungsnetzteil, Eingangsverstärker und einem Einkanal-Impulshöhenanalysator stellt die Firma Ekco Electronics Ltd. (Deutsche Vertretung: A. Neye) her. Zusammen mit einem Strahlungszähler bildet er eine vollständige Zählrausrüstung, die sich bei Verwendung eines Schreibers auch zur Analyse von Spektren benutzen läßt. Die Kanalbreite des Impulshöhenanalysators ist auf einen Absolutwert oder auf einen prozentualen Teil des Diskriminatorschwellwertes einstellbar. Diese Einstellung ergibt oftmals eine bessere Auflösung von kleinen Energiespitzen.

ELRU-Information 692

Veränderbarer elektronischer Bandpaß „310-AB“

Einen im Frequenzbereich 20...200000 Hz kontinuierlich veränderbaren Bandpaß hat die Firma Krohn-Hite Corporation als Modell „310-AB“ entwickelt. Im Durchlaßbereich ist der Verstärkungsfaktor dieses Gerätes 1 und fällt außerhalb dieses Bereiches mit 24 dB/Oktave ab. Sowohl die obere als auch die untere Grenzfrequenz sind unabhängig voneinander zwischen 20 Hz und 200 kHz einstellbar. Dadurch ergibt sich eine besonders gute Anpassungsfähigkeit sowohl der Bandmittenfrequenz als auch der Bandbreite an die verschiedenartigsten Aufgaben. Zum Einstellen der beiden Grenzfrequenzen dienen identische Frequenzskalen mit logarithmischer Teilung von 19...210 und Schalter für die dekadische Frequenzbereichumschaltung.

Das Filter besteht aus zwei veränderbaren, in Reihe geschalteten Hochpaß- und Tiefpaßgliedern. Jedes Glied enthält vier in Serie geschaltete RC-Glieder, die durch Trennstufen gekoppelt sind. Da die Dämpfung jedes RC-Gliedes 6 dB/Oktave ist, ergibt sich eine Gesamtdämpfung von 24 dB/Oktave. Im Ein- und Ausgang liegen Trennstufen, so daß sich eine hohe Eingangs- und niedrige Ausgangsimpedanz ergibt.

Die Genauigkeit der Grenzfrequenzzeichnung ist $\pm 10\%$ (auf Wunsch $\pm 5\%$). Die Dämpfung im Durchlaßbereich liegt zwischen 0 und ± 1 dB. Das Modell „310-AB“ ist vor allem für Untersuchungen im NF- und Ultraschallbereich bestimmt, zur harmonischen und Frequenzanalyse sowie für psychoakustische und elektromedizinische Untersuchungen.

ELRU-Information 693

Neue „Vitramon“-Kondensatoren

Speziell für Anwendungen in der HF-Technik und in der Elektronik, wo oftmals enge Toleranzen und sehr kleine Kapazitätsänderungen von ausschlaggebender Bedeutung sind, hat Plessey International Ltd. eine neue Reihe von „Vitramon“-Kondensatoren herausgebracht. Die als Dielektrikum benutzte keramische Masse ist ein synthetisches Material, wodurch sich elektrische und mechanische Eigenschaften erreichen lassen, wie sie bei natürlichem Material, z.B. Glimmer, nicht möglich sind. Die für Spannungen von 300 und 500 V lieferbaren Kondensatoren halten eine Überspannung von 200% aus.

ELRU-Information 694

Ferrite für die Mikrowellentechnik

Die Firma Marconi weist darauf hin, daß sich die in dieser Notiz im Heft 3/1959, Seite 102, genannten Seriennummern (ELRU-Information 634) auf Ferrit-Einwegleitungen beziehen, die von der Marconi-Gesellschaft aus selbstentwickelten Ferriten hergestellt werden.

Direktor Arthur Mehliß zum Ehrensenator ernannt

Der Große Senat der Technischen Hochschule Stuttgart hat Direktor A. Mehliß, Vorstandsmitglied der *Standard Elektrik Lorenz AG*, zum Ehrensenator ernannt. Durch diese Ehrung sollen seine Verdienste um die Entwicklung der Wahlvermittlungstechnik und um die Förderung des technischen Nachwuchses und die wirtschaftlichen Bestrebungen der Technischen Hochschule gewürdigt werden.

Amerikanische Ehrung für Direktor Heinz Horn

Direktor Dr.-Ing. E.h. H. Horn, Vorstandsmitglied der *Felten & Guilleaume Carlswerk AG*, Köln-Mülheim, wurde vom Institute of Radio Engineers für seine Verdienste um die Entwicklung der Ultra-Hochfrequenz-Styroflex- und Seekabel mit einer der höchsten Auszeichnungen, die das Institut für besondere wissenschaftliche Leistungen auf dem Gebiet der Elektrotechnik verleiht, mit dem Grad eines „Fellow“ ausgezeichnet.

7. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft

Die diesjährige Jahrestagung findet vom 7. bis 11. September 1959 in Darmstadt statt. Einzelheiten über Vortragsfolge und Tagungsablauf werden noch bekanntgegeben.

Jahresbericht 1958 der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI

Die deutsche Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie verzeichnete im vergangenen Jahr eine starke Produktionszunahme. Die Gesamtproduktion von Rundfunk- und Fernsehempfängern aller Art stieg von insgesamt 4,658 Mill. Stück im Jahre 1957 auf 5,345 Mill. Stück im Berichtsjahr. Das ist eine Zunahme von 687 000 Stück (14%). Der Produktionswert von Rundfunk- und Fernsehgeräten zusammen erreichte die Rekordsumme von 1615 Mill. DM. Damit steht innerhalb der Elektroindustrie die Gruppe Rundfunk und Fernsehen im Hinblick auf den Produktionswert an erster Stelle. 1956 überschritt der Produktionswert zum erstenmal mit 1050 Mill. DM die Milliardengrenze und erreichte 1957 bei einer Zunahme von 18 Prozent die Höhe von 1243 Mill. DM. Gegenüber dieser Zahl beträgt die Steigerung rund 29 Prozent. Die Zunahme des Gesamtproduktionswertes im vergangenen Jahr ist fast ausschließlich auf die Entwicklung auf dem Fernsehsektor zurückzuführen. Sein Anteil stieg von nur 28 Prozent im Jahre 1957 auf 57 Prozent im Berichtsjahr und übertraf damit zum erstenmal den der Rundfunkgeräte. Der Anteil der Fernsehgeräte an der Gesamtstückzahl stieg von nur 17,3 Prozent im Jahre 1957 auf 29 Prozent im Berichtsjahr.

Das Jahr 1958 war für die Fernsehgeräteproduktion der Bundesrepublik ein Rekordjahr. Es wurde nicht nur zum erstenmal der Gerätestückzahl nach die Millionengrenze überschritten, sondern es konnte gegenüber 1957 auch eine Steigerung um 93 Prozent, also auf fast das Doppelte, erreicht werden. Die Fernsehgeräteproduktion (einschließlich der mit einem Rundfunkteil kombinierten Empfänger) belief sich 1958 auf 1,562 Mill. Stück gegenüber 808 000 Stück im Jahre 1957. Noch etwas stärker als die Produktionsmenge hat sich 1958 der Produktionswert der Fernsehgeräte erhöht. Er stieg von 476 Mill. DM auf 925 Mill. DM, das waren 94,3 Prozent oder 449 Mill. DM mehr als im Vorjahr. Für das laufende Jahr rechnet die Industrie mit einer weiteren Steigerung der Produktion um etwa 20 Prozent.

Das Verhältnis zwischen Fernseh-Tischgeräten und -Standgeräten ist mit einem Anteil der Tischgeräte von 79,4 Prozent nahezu unverändert geblieben. Auf Fernsehkombinationen entfielen 10 Prozent der Gesamtfabrikation von Fernsehempfängern. Hinsichtlich der Bildschirmgröße hat sich die Aufteilung noch weiter zugunsten der 53-cm-Bildröhre verändert. Im Berichtsjahr entfielen auf 43-cm-Geräte nur noch 35 Prozent, während der Anteil der 53-cm-Geräte 63,3 Prozent war. Der Rest entfällt auf Geräte mit 61-cm-Bildröhre.

Die Produktion von Rundfunkgeräten aller Art lag trotz der wachsenden Konkurrenz des Fernsehens 1958 mit 3,783 Mill. Stück nur 2 Prozent unter der des Vorjahres. Der Produktionswert sank allerdings um 11 Prozent auf 690 Mill. DM.

Die Produktion von kombinierten Rundfunkempfängern (Musiktruhen) zeigte 1958 eine rückläufige Bewegung. Gegenüber 1957 mit 584 000 Stück wurden im Berichtsjahr nur 491 000 Musiktruhen fabriziert. Der Produktionswert ging um 45 Mill. DM auf 198 Mill. DM zurück. Zu diesem Rückgang dürfte die Tatsache beigetragen haben, daß viele Käufer ihren Wunsch nach einer Musiktruhe zugunsten eines Fernsehempfängers zurückgestellt haben. Die Zahl der 1958 produzierten Rundfunkgeräte aller Art (ohne Musiktruhen) stieg gegenüber 1957 leicht an, und zwar um 26 000 Stück von 3,266 Mill. auf 3,292 Mill. Empfänger (0,7%).

Der Ausfuhrwert von Rundfunk- und Fernsehgeräten zusammen, der 1957 bei 375 Mill. DM lag, erhöhte sich 1958 um 11,2 Prozent auf 417 Mill. DM. Auch mengenmäßig erfuhr der Gesamtexport eine Steigerung, und zwar um 10,4 Prozent auf 1,888 Mill. Stück.

Tätigkeitsbericht des Battelle-Instituts

Die Leitung des *Battelle-Instituts*, Frankfurt a.M., gibt in ihrem neuesten Tätigkeitsbericht Rechenschaft über die Weiterentwicklung der Frankfurter Laboratorien im letzten Jahr. Von der Industrie und den Behörden

ELEKTRISCHE MESS-INSTRUMENTE

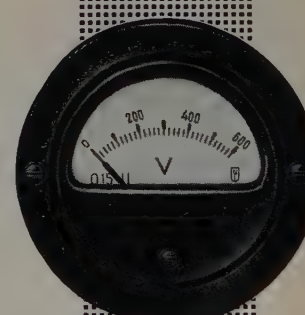
gestatten die
Lösung vieler
Meßprobleme.
Sie sind jedoch
nicht universell
einsetzbar.



Wir helfen Ihnen,
die richtige
Lösung finden.
Vertrauen Sie
uns Ihre Meß-
sorgen an.



Ob Sie 1 oder
1000 Instrumente
bestellen, Ihre
Aufträge werden
gleich sorgfältig
bearbeitet



Stets Ihr

WEIGAND

ERLANGEN/BAYERN

neu!
ERSA-MINITYP/6V
 Miniaturlötkolben
 mit Wechselementen
 10 W/6 V, 20 W/6 V
 30 W/6 V für die
 moderne

Elektronik

10 W/6 V
 20 W/6 V
 30 W/6 V

ERNST SACHS

Ständiger Aussteller auf der Deutschen
 Industrie-Messe Hannover, Halle 11/1504

ERSA
 SEIT 1921

Berlin-Lichterfelde-West • Manteuffelstraße 10a und
 Wertheim/Main • Ferd.-Hotz-Straße 3

Verlangen Sie die neue Liste 166 02 • Bezug durch den Fachhandel!

des In- und Auslandes erhielt das Institut im Jahre 1958 Aufträge in Höhe von 7,2 Mill. DM. Damit konnte das Institut seine günstige Entwicklung fortsetzen. Zu den bereits bestehenden Forschungsabteilungen kam am 1. Dezember 1958 eine Abteilung für Weltraum-Technik hinzu, die zunächst Probleme der Ionosphärenforschung und Plasma-Elektronik bearbeitet. Am Jahresende 1958 waren im *Battelle-Institut* 404 Mitarbeiter beschäftigt. Sie verteilen sich auf die einzelnen Berufsgruppen wie folgt: 129 Wissenschaftler, 107 Techniker, 25 technische Hilfskräfte, 29 kaufmännische Mitarbeiter, 38 Sekretärinnen, 39 Handwerker und 29 Mann Hauspersonal. Um den steigenden Raumbedürfnissen zu genügen, wird in den kommenden Monaten auf dem Institutsgelände ein neues Gebäude errichtet, in dem die Abteilung Maschinenbau zusammengefaßt wird.

Aus dem Geschäftsbericht der AEG

Im Geschäftsbericht der AEG über das Geschäftsjahr vom 1. Oktober 1957 bis 30. September 1958 wird über die *Telefunken GmbH* wie folgt berichtet: „Bei unseren Beteiligungsgesellschaften setzte sich die günstige Umsatz- und Ertragsentwicklung im allgemeinen fort und gestattete vor allem unseren größeren Gesellschaften, ihre Ausschüttungen zu erhöhen. Die *Telefunken GmbH*, Berlin, steigerte in ihrem Geschäftsjahr 1957/58 den Umsatz in noch stärkerem Maße als im Vorjahr. Die Gesellschaft brachte auf allen Arbeitsgebieten gänzlich neue oder weiter vervollkommnete Typen heraus, die gute Aufnahme auf dem Markt fanden. Besonders günstig entwickelten sich die Umsätze im Röhren- und Gerätegeschäft. Die Steigerung der Exportumsätze entsprach der Zunahme des Gesamtumsatzes. Die anhaltende Aufwärtsentwicklung des Unternehmens bedingte wiederum hohe Investitionen für Neubauten und Erweiterungen zur Erhöhung der Kapazität. Die Fertigungseinrichtungen wurden weiter ausgebaut; erhebliche Mittel wandte die Gesellschaft wie in den Vorjahren für Forschung und Entwicklung sowie für die Ausstattung ihrer Laboratorien auf. Insbesondere auf dem Gebiet der Elektronik sind der Gesellschaft große Aufgaben gestellt. Der wachsende Geschäftsumfang und hohe Investitionen machten eine Verstärkung der Eigenmittel notwendig. Im März 1958 wurde das Stammkapital um 15 Mill. DM auf 80 Mill. DM und im laufenden Geschäftsjahr um weitere 20 Mill. DM auf 100 Mill. DM erhöht. Die günstige Entwicklung gestattete für das Geschäftsjahr 1957/58 die Ausschüttung einer auf 10% erhöhten Dividende.“

Eröffnung des ersten Technischen Büros der Elektro Spezial GmbH

Die *Elektro Spezial GmbH*, die innerhalb des *Philips-Konzerns* verantwortlich ist für elektronische Meß-, Regel- und Registriergeräte sowie für Fernmeldeapparaturen und viele Spezialgeräte der Industrie und der Forschung, hat am 15. April in Essen, Münchener Straße 63, ein Technisches Büro eröffnet. Damit erweitert sie ihre Vertriebskapazität im Lande Nordrhein-Westfalen beträchtlich und kann allen steigenden Anforderungen der Kunden entsprechen. Im Technischen Büro Essen stehen Spezialisten für die einzelnen Aufgabengebiete zur Verfügung. Mit dem Technischen Büro verbunden ist eine ständige Ausstellung elektronischer Meßgeräte, die in Demonstrationsräumen den Interessenten vorgeführt werden können. Die Leitung des Büros liegt in den Händen der Herren Dipl.-Kfm. U. Busch und Dr.-Ing. H. Hofstädter.

15 Prozent Mehrumsatz bei der Standard Elektrik Lorenz AG

Die *Standard Elektrik Lorenz AG*, Stuttgart-Zuffenhausen, konnte ihren Umsatz im Jahre 1958 gegenüber dem Vorjahr um 15 Prozent steigern. Der Auslandsumsatz erhöhte sich um 11 Prozent. Der Auftragseingang wird als zufriedenstellend bezeichnet, der Auftragsbestand konnte erhöht werden. Die Steigerung des Umsatzes, besonders auf den Gebieten des Fernsehens und der elektronischen datenverarbeitenden Geräte, veranlaßte die Gesellschaft zur Errichtung neuer Fertigungsstätten in Stuttgart, Eßlingen, Pforzheim und Rastatt. Die Zahl der Beschäftigten erhöhte sich im Berichtsjahr um 6 Prozent auf 20258. Die Hauptversammlung vom 23. März 1959 beschloß, auf das Grundkapital von 72 Mill. DM eine Dividende von 10 Prozent auszuschütten.

Der Telefunken-Sprecher

Nach langer Unterbrechung gibt *Telefunken* jetzt wieder den „Telefunken-Sprecher“ heraus, der die Aufgabe hat, den Fachhandel eingehend über *Telefunken*-Erzeugnisse zu informieren. Die Nummer 1/1959 enthält u. a. Beiträge zum Thema Stereophonie, über den nachträglichen Einbau von Tricktaste und Trickblende sowie über technische Einzelheiten aus der Fernsehgeräte-Technik.

Radar für Flughafen München-Riem

Die für den Flughafen München-Riem von *Telefunken* gefertigte Rund-sicht-Radaranlage „ASR-3“ wurde von der Bundesanstalt für Flugsicherung übernommen. Damit erhält der Flughafen München seine erste Radar-Einrichtung, die die Überwachung des Luftraumes im Umkreise von 90 km ermöglicht. Voraussichtlich im November dieses Jahres soll mit der Montage einer Präzisions-Anflug-Radaranlage „PAR-2“ begonnen werden, die die Rund-sicht-Radaranlage zur kompletten GCA-Anlage vervollständigt.

Außerdem befindet sich in München eine Groß-Rund-sicht-Radaranlage im Aufbau, mit deren Erprobung in nächster Zeit begonnen werden soll. Sie ist die erste der insgesamt drei Anlagen dieser Art, die *Telefunken* für die Überwachung des gesamten Luftraumes der Bundesrepublik bei den Flugsicherungs-Bezirksstellen in München, Hannover und Frankfurt a.M. errichtet.

EMT
 bis 100000 MF!

**ELKO
 MESSBRÜCKE
 EMT 543**

Verlangen Sie unsere ausführlichen Prospekte über ELKO-Messeinrichtungen

ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG
 LAHR/SCHWARZWALD • POSTFACH 327 TELEFON 2053

Automatisierung des Eisenbahnverkehrs in Belgien

Die belgischen Staatsbahnen (S.N.C.B.) haben beschlossen, die Steuerung der Eisenbahnlinie Lüttich—Herbesthal zu automatisieren. Im Bahnhof Lüttich-Guillemins soll ein Zentralstellwerk errichtet werden, das alle Steuerbefehle für die 40 km lange zweispurige Strecke und die 12 Bahnhöfe ausgibt und den ganzen Verkehr auf dieser Linie regelt. Jeder ferngesteuerte Bahnhof erhält eine Sende-Empfangs-Anlage, um die Steuerbefehle des Zentralstellwerkes zu registrieren und andererseits Kontrollinformationen zurückzumelden. Diese Informationen bestehen entweder in der Befehlbestätigung oder in der Rückmeldung von inzwischen im Stellbereich eingetretenen Änderungen, beispielsweise der Fahrstraßenbesetzung. Jede Änderung im Gleisbild kann trotz der großen Anzahl zu bewältigender Steuer- und Kontrollvorgänge unverzüglich gemeldet werden, denn die Übertragungsgeschwindigkeit läßt in weniger als drei Sekunden die Durchgabe von 100 Regelvorgängen zu.

Datenverarbeitung an Bord von Flugkörpern

Unter der Bezeichnung „Ascop“ hat *Applied Science Corp.* eine für die Installation in Flugkörpern bestimmte Anlage zur Datenverarbeitung entwickelt. Diese Vorrichtung verarbeitet die anfallenden Meßdaten vor deren Übertragung zur Bodenstation so, daß alle unwesentlichen Daten ausgesondert werden. Es ergibt sich dadurch eine Verringerung der Übertragungsbandbreite und des Gewichtes der Anlagen an Bord.

Thermoelektrisches Element

Ein neuartiges thermoelektrisches Element hat *Minnesota Mining & Manufacturing Co.* entwickelt, bei dem ein radioaktives Isotop als Wärmequelle benutzt wird. Die Strahlung des Isotops wird in nicht näher erläuterter Weise durch eine Halbleiterschicht in elektrische Energie umgesetzt. Die Einheit muß mit Luft gekühlt werden. Gegenüber ähnlichen bekannten Vorrichtungen ist der angegebene Wirkungsgrad mit 6 Prozent relativ hoch. In der Entwicklung sollen sich Elemente befinden, die statt Luftkühlung Wasserkühlung oder Kühlung durch Abstrahlung der Wärme über Austauscher benutzen. Die Leistung der Elemente soll je nach Ausführung zwischen 0,5 und „mehreren tausend“ Watt liegen.

Elektrostriktive keramische Vorrichtungen

Ein neuartiges Prinzip für Lautsprecher und für Spannungsmesser hat *Electric Machinery Manufacturing* entwickelt, das sich elektrostriktiver keramischer Werkstoffe bedient. Unter dem Einfluß einer angelegten Spannung an die metallischen Beläge auf beiden Seiten einer Platte aus diesem Material zieht sich die keramische Mittelschicht radial zusammen. Bei einem Spannungsmesser mit einer ähnlichen elektrostriktiven keramischen Vorrichtung wird der Grad der Striktion hydraulisch übertragen und am Flüssigkeitsstand in einem Kapillarsystem abgelesen.

Koaxialkabel in Mikrominiatur-Technik

Die Firma *Microdot Inc.* (USA) hat ihr Lieferprogramm an Koaxialkabeln in Mikrominiatur-Technik erweitert, so daß jetzt insgesamt 50 Kabeltypen zur Verfügung stehen. Die Serien umfassen einfache Koaxialkabel ($Z = 50 \dots 95 \Omega$), Triaxialkabel mit einem weiteren Hohlleiter ($Z = 50 \dots 93 \Omega$), die Sonderausführung „Twinax“ mit 120 und 160 Ω sowie weitere Sondertypen unter der Bezeichnung „Minioise“ ($Z = 50 \Omega$), die sich durch besonders kleines Eigenrauschen auszeichnen.

Verbesserte Maser

Das *Royal Radar Establishment* hat neue Maser-Verstärker entwickelt, die nicht mehr wie bisher auf 1,5° K gekühlt werden müssen, sondern schon bei 60° K zufriedenstellend arbeiten. Als Maser-Kristall wird dabei ein Rubin verwendet. Gute Ergebnisse wurden mit den neuen Maser-Verstärkern im 3-cm- und 10-cm-Bereich erreicht. Der besondere Vorteil ist neben dem niedrigen Preis vor allem die Möglichkeit, statt des sonst für die Kühlung benötigten flüssigen Heliums mit flüssigem Sauerstoff arbeiten zu können.

Strahlungsdetektor mit Halbleiter

Einen für den Massenabsatz geeigneten Strahlungsdetektor hat *Tracerlab* entwickelt, der für Empfindlichkeiten bis max. 100 mr/h geeignet ist. Kern dieses Gerätes ist eine Halbleiter-Anordnung, die ihren Widerstand beim Auftreffen radioaktiver Strahlung ändert. Diese Widerstandsänderung wird zur Schwingungserzeugung im NF-Bereich ausgenutzt.

„Sarong“-Katode

Unter dieser Bezeichnung hat *Sylvania* ein neues Konstruktionsprinzip für Katoden von Elektronenröhren entwickelt. Die emittierende Schicht wird dabei in Form eines sehr dünnen Films um das Katodenröhrchen herumgewickelt. Gegenüber aufgespritzten Emissionsschichten sollen die Toleranzen fünfmal kleiner sein. Weiterhin sollen sich erheblich niedrigere Rauschzahlen ergeben.

Sylvania-Bildröhren mit Schutzscheibe

Einer Mitteilung der *Sylvania Electric Products Inc.* zufolge wurden jetzt der Geräteindustrie die ersten Bildröhren mit aufgebrachtter Schutzscheibe zur Verfügung gestellt. Die sonst bei Bildröhren erforderliche Schutzscheibe aus Sicherheitsglas ist bei diesen neuen Röhren unmittelbar auf dem Bildschirm angebracht, so daß auf die zusätzliche Schutzscheibe verzichtet werden kann. Die „bonded shield“-Röhren haben ungefähr die Abmessungen und Gewichte der üblichen Bildröhren in 110°-Technik. Sie ermöglichen es dem Konstrukteur, die Abmessungen der Gehäuse um ein geringes zu verkleinern.

messgeräte der nachrichtentechnik

Zur Bestimmung der Übertragungseigenschaften von Vierpolen werden Pegelsender und Pegelmesser benutzt. Man erwartet von den Geräten einen großen Frequenzbereich, zukunftssichere Konstruktion, Eindeutigkeit der Anzeige, einfache Bedienung, Anschlußmöglichkeiten für oszillographische Meßanzeige, hohe Genauigkeit, große Meßempfindlichkeit und Betriebssicherheit.

FORDERN SIE UNVERBINDLICH DIE ZUSENDUNG VON PROSPEKT UND LITERATUR



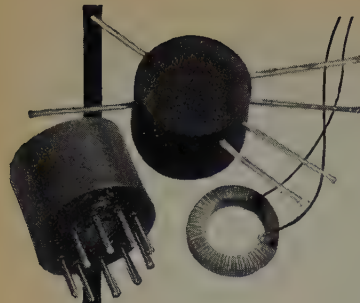
PEGELMESSER TFPM-43 / 14 MHz

Die Realisierung dieser Wünsche führte zum PEGELMESSPLATZ TFP-42/TFPM-43, der mit seinem großen Frequenzbereich von 10 kHz bis 14 MHz den Anforderungen der modernsten Koaxial-Weitverkehrs-Systeme entspricht. Die Eindeutigkeit der Anzeige ist durch Mehrfachumsetzung im Pegelmesser mit hoher 1. ZF gewährleistet, man spart Zeit sowohl durch die automatische Empfängerabstimmung, als auch durch die geeichte Feinverstimung und verschiedene Wobbelmöglichkeiten (Wobbelhub 4 kHz bis 14 MHz). Die Empfängerbreite kann zwischen 300 Hz und 2 kHz umgeschaltet werden. Der Sender liefert Ausgangspegel zwischen -9 N und +1 N (0,1 mV ... 2,5 V), die Empfängerempfindlichkeit beträgt 2 μ V (-13 N).



WANDEL u. GOLTERMANN
REUTLINGEN • WÜRTT.

IN GIESSHARZ-AUSFÜHRUNG



Ringkerne

in Miniatur-Ausführung bis zu kleinsten Restlochdurchmessern.

Wir verarbeiten hochpermeable- und Ferrit-Ringkerne aller Arten für die verschiedensten Verwendungszwecke (z. B. für Impuls-Anlagen mit extrem kurzen Schaltzeiten) bei Drahtstärken $\geq 0,04$ mm \varnothing .

Unser Fertigungsprogramm umfaßt offene - getränkte (vacuumgetränkte) - Gießharz-Typen mit freien Enden zum direkten Einlöten in die Schaltung oder mit Novalsockel zum Stecken - Sonderwünsche werden berücksichtigt.

Wir wickeln Groß- und Kleinserien - für Laborbedarf auch Einzelstücke bei äußerst kurzen Lieferzeiten. Bei Kernstellung führen wir ebenfalls Lohnaufträge durch. Bitte fragen Sie an, wenn Sie irgendeinen Kleinst-Ringkern-Übertrager benötigen.

WALTER ABETZ
Techn.-phys. Werkstätten · Stuttgart W, Ludwigstr. 49/1

Stellenanzeigen

Chiffreanzeigen Adressierung wie folgt: Chiffre . . . ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Bln.-Borsigw., Eichborndamm 141-167

Wir suchen den

LABORLEITER

für unser Entwicklungslabor Sendertechnik. Er soll (durch Industrie- oder Hochschultätigkeit) umfassende technische Kenntnisse besitzen, insbesondere in Hochfrequenz- und Videotechnik. Die Stellung erfordert wirkliches Können, persönliche Stabilität und menschliche Reife, die zu Führungsaufgaben qualifiziert.

Wir bieten eine ausgesprochene Chance.

ROHDE & SCHWARZ



Ihre Bewerbung richten Sie bitte an Pers.-Abt., München 9, Tassiloplatz 7. Sie erhalten sofort Antwort.

Das Institut für Nachrichtenverarbeitung an der Technischen Hochschule Karlsruhe sucht baldmöglichst einen

Fachschulingenieur

Aufgabengebiet: Betreuung von Meß- und Rechengeralten

Einarbeitung ist möglich. Besoldung zur Zeit nach TO.A.V. Bewerbungen mit den üblichen Unterlagen an die obige Adresse

NEUE BÜCHER

Leitfaden zur Berechnung von Schallvorgängen

Von H. Stenzel und A. Brosze. 2., Neubearb. Aufl. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1958, Springer-Verlag. 168 S. m. 149 B. Gr.-8°. Preis in Ganzl. geb. 31,50 DM.

Lange Zeit war dieses für die quantitative Behandlung von Wellenfeldern wichtige Buch vergriffen, und deshalb werden Wissenschaftler und Ingenieure die Neuauflage begrüßen, um so mehr als H. Stenzel seine großen Erfahrungen in der Berechnung von Interferenzfeldern, die beim Zusammenwirken mehrerer Strahler entstehen, damit der Fachwelt zugänglich macht. Besonders wertvoll sind die zahlreichen durchgerechneten und in Form von grafischen Darstellungen wiedergegebenen Beispiele, die das Erarbeiten des Stoffes erleichtern. Alle Formeln sind so angegeben, daß es dem Leser möglich ist, das Schallfeld für einen gegebenen Fall ohne große Schwierigkeiten zu berechnen. Das Kapitel über die Kolbenmembrane wurde ebenso erweitert wie die Berechnung des Schallfeldes um zwei punktförmige Strahler. Hier wird besonders auf die Darstellung der Kurven konstanter Phase eingegangen, die für Peilvorgänge wichtig sind. Das Kapitel über die Berechnung des Schallfeldes um einen Zylinder ist neu. —th

Guide Technique de l'Electronique Professionnelle

2. Aufl. Paris 1959, Publibet & Editions Techniques. 2 Bde. m. 1100 S. 28 x 22 cm. Preis geb. 6100 fr.

Die neue Ausgabe dieses repräsentativen Nachschlagewerkes über die Erzeugnisse der französischen elektronischen Industrie und verwandter Industriezweige hat gegenüber der 1957 erschienenen 1. Ausgabe fast den doppelten Umfang. Sie enthält zahlreiche neue Rubriken und wertvolle Informationen über die Leistungen dieses Industriezweiges und den Aufbau des französischen Berufsverbandes der elektronischen Industrie. Man findet beispielsweise in diesen beiden Bänden auf 90 Seiten nicht nur das ausführliche Verzeichnis aller französischen Hersteller und ihrer Fertigungsprogramme, sondern zusätzlich zum ersten Male auch eine Zusammenstellung der wichtigsten in Frankreich vertretenen ausländischen Firmen. Die übersichtliche Gliederung macht es leicht, jede gewünschte Angabe zu finden, seien es fachliche Informationen, bestimmte Materialien oder Geräte, technische Angaben oder die Anschrift einer Firma. Mit diesem reichhaltigen Inhalt und wegen des viersprachigen Textes (französisch, deutsch, englisch, italienisch) ist dieser Führer durch die elektronische Industrie Frankreichs für den Techniker eine ebenso wertvolle Informationsquelle wie für den Kaufmann. —öm—

Oszillatoren mit Schwingkristallen

Von W. Herzog. Berlin/Göttingen/Heidelberg 1958, Springer-Verlag. XI, 317 S. m. 284 B. Gr.-8°. Preis in Ganzl. geb. 45,— DM.

Mit piezoelektrischen Kristallen aufgebaute Schwingkreise haben elektrische Güten, die sich mit anderen elektrischen Bauelementen nicht erreichen lassen. Hierin liegt ihre Bedeutung für den Aufbau von Filtern und Oszillatoren hoher Frequenzkonstanz. Das vorliegende Buch behandelt den Aufbau und die Eigenschaften von Kristalloszillatoren mit Elektronenröhren und Transistoren. Auf die Eigenschaften und die Herstellung von schwingfähigen Kristallen wird nur kurz eingegangen, da dieses Gebiet in den letzten Jahren so umfangreich geworden ist, daß es den Rahmen eines solchen Buches sprengen würde. Der allgemeinen Theorie der Oszillatoren und der Theorie aktiver Vierpole ist dagegen breiter Raum gewidmet. Die Frequenzkonstanz wird ausführlich diskutiert, und in einem besonderen Kapitel hat Dr. Lueg das Stabilitätskriterium nach Nyquist in sehr verständlicher Form behandelt und an einigen praktischen Beispielen erläutert. Die umfangreichen Kapitel über Oszillatorschaltungen mit Elektronenröhren und mit Transistoren vermitteln einen Eindruck von den mannigfaltigen Möglichkeiten und dem erforderlichen Schaltungsaufwand. Sie geben damit auch dem Praktiker wertvolle Hinweise für seine Arbeit. Anordnungen zur Veränderung der Resonanzfrequenz und deren Grenzen sowie Schaltungen für große Frequenzveränderungen runden das Gebiet ab. Das abschließende Kapitel zieht Vergleiche zwischen Kristall- und Atomuhren und streift damit ein auch für praktische Anwendungen immer wichtiger werdendes Gebiet. Mit dieser Fülle von Material steht im deutschen Schrifttum ein Werk zur Verfügung, das bald zu einem Standardwerk für Oszillatoren mit Schwingkristallen werden wird. —th

Anwendungen von Zenerdioden in Elektrotechnik und Elektronik

Zu diesem Beitrag (Elektron. Rdsch. Bd. 13 (1959) Nr. 3, S. 94-96) teilt die Firma Intermetall mit, daß die von ihr hergestellten Zenerdioden keine fallenden Kennlinien haben und deshalb nicht zur Schwingungserzeugung geeignet sind. Nach Überschreiten der höchstzulässigen Sperrspannung weisen einzelne Dioden eine negative Kennlinie auf, jedoch hat diese Erscheinung nichts mit dem Zenereffekt zu tun. — Bei der Reihenschaltung mehrerer Zenerdioden ist es nicht erforderlich, jeder Zenerdiode zur Erzwingung einer gleichmäßigen Spannungsaufteilung einen Hochohmwiderstand parallelzuschalten. Die Potentialaufteilung wird in hinreichendem Maße durch die Zenerspannung der Einzeldiode bestimmt. W. Taeger

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

660 661 662 663 664 665 666 667 668 669 670 671 672 673 674 675 676 677 678 679
680 681 682 683 684 685 686 687 688 689 690 691 692 693 694 695 696 697 698 699
700 701 702 703 704 705 706 707 708 709 710 711 712 713 714 715 716 717 718 719

(Gültig bis 31. 8. 1959)

Seite.....	Firma.....
Erzeugnis.....	
Seite.....	Firma.....
Erzeugnis.....	

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Firma)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

Cerberus

Cerberus elektronik, Nr. 9/59

Mit der Nummer 9 ihrer periodischen Mitteilungen „Cerberus elektronik“ setzt die Firma (Deutsche Vertretung: A. Neye) die Reihe ihrer interessanten Veröffentlichungen fort. Für das breite Gebiet der Steuerungs- und Regelungstechnik wird die Zusammenarbeit zwischen mechanischen Relais und Kaltkathodenröhren besprochen. Außerdem wird über die Steuerung von Wechselstromröhren referiert.

ELRU-Information 672

Elektro Spezial GmbH

Wechselspannungs-Stabilisatoren

Für elektronische Geräte und Anlagen bietet Philips ein Stabilisatoren-Programm für Einphasen- und Dreiphasen-Netze an. Ein magnetischer Stabilisator ist für Leistungen bis 0,3 kVA bestimmt. Die elektronisch-magnetischen Stabilisatoren für Leistungen zwischen 1 und 5 kVA regeln unabhängig von Frequenzschwankungen und Oberwellen auf konstanten Effektivwert, da für die Regelung die thermische Wirkung des Stromes ausgenutzt wird. Die größte Regengenauigkeit ($\pm 0,1\%$) wird erreicht bei konstanter ohmscher

Belastung und Netzspannungsschwankungen zwischen 85% und 110% oder bei wechselnder ohmscher Belastung zwischen 10% und 100% bei konstanter Netzspannung. Die motorgeregelten Stabilisatoren für 30 und 50 kVA arbeiten mit einem durch Motor betriebenen Stelltransformator, um bei der großen Durchgangsleistung dieser Stabilisatoren einen guten Wirkungsgrad zu erreichen.

ELRU-Information 673

Industrie-Elektronik, Nr. 1/59

Es wird eine Kombination von Gaskältemaschine mit Spezial-Kühkopf und Luftspaltsäule beschrieben, die als komplette Anlage vier Liter flüssigen Stickstoff je Stunde mit einem Reinheitsgrad von 99,5% liefert. Ein weiterer Beitrag ist der Bestimmung des Elastizitätsmoduls von Glas nach einer dynamischen Methode mit Schwingungserreger gewidmet.

ELRU-Information 674

Elesta

Technische Mitteilungen, Nr. 12/59

Die April-Ausgabe ist dem Thema „Dämmerungsschalter“ gewidmet und behandelt hauptsächlich die mit Kaltkathodenröhren arbeitenden Dämmerungsschalter

sowie die Elesta-Dämmerungsschalter und deren Verwendung. Abschließend werden ein Schema und Konstruktionshinweise zum Selbstbau eines einfachen Dämmerungsschalters gebracht.

ELRU-Information 675

Frieseke & Hoepfner

Elektronisches Universal-Elektrometer „FH 56“

Elektronische Elektrometer mit Schwingkondensatoren haben sich als Laborinstrumente bestens bewährt. Sie haben besondere Vorteile, wenn es sich um die sehr hochohmige Messung von Spannungen oder um die Messung kleinster Ströme, wie sie beispielsweise in Ionisationskammern auftreten, handelt. Beim „FH 56“ wandelt ein Schwingkondensator die zu messende Gleichspannung in eine Wechselspannung (1000 Hz) um, die nach Verstärkung und phasenrichtiger Gleichrichtung ein Drehspulinstrument steuert. Die Anzeige ist proportional der Ladung des Schwingkondensators bzw. der Ladungsspannung. Kleinste nachweisbare Ladung: 10^{-18} C; Spannungsbereiche: 10, 100, 1000 mV; Kompensatorbereich: 10...1000 mV in Stufen zu je 10 mV; Meßgenauigkeit: 1,5% bei direkter Messung, etwa 0,5% bei Messung mit Kompensator; Eingangswiderstand: etwa $5 \cdot 10^{10} \Omega$; Ein-

gangskapazität: etwa 10 pF; Einstellzeit: 1 s in sämtlichen Meßbereichen.

ELRU-Information 676

W. Graef

„Radiutest I“ und „II“

Diese Warn- und Suchgeräte für radioaktive Strahlungen sind mit einem für γ - und Neutronenstrahlung empfindlichen GM-Zählrohr und nachgeschaltetem Transistorverstärker ausgestattet. Zur Stromversorgung genügt eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie. Das Gerät „Radiutest I“ ist ein reines Warn- und Suchgerät mit akustischem Indikator, während das Modell „Radiutest II“ den Meßwert an einem geeichten Instrument anzeigt. Die Meßbereiche dieses Typs sind 0...2 mr/h und 0...20 mr/h.

ELRU-Information 677

General Radio

General Radio Experimenter, Nr. 1/59

Diese Ausgabe ist vor allem kleinen Baugruppen und Bauelementen gewidmet. So findet man beispielsweise Beiträge über die neue Typenreihe „W 10“ der „Variac“-Autotransformatoren sowie über neue Stecker für Laborbedarf.

ELRU-Information 678



enthält in den Maiheften u. a. folgende Beiträge:

1. Maiheft 1959 (9)

- Hat die gedruckte Schaltung die Erwartungen erfüllt?
- Fernsehbildröhren mit 110° Ablenkung
- Probleme und Schaltungstechnik bei 110° Ablenkung im Fernsehempfänger
- Automatische Scharfabstimmung in den Loewe-Opta-Fernsehgeräten
- Ein dreistufiger Video-Verstärker
- Zur Ablenktechnik der neuen Graetz-Fernsehempfänger
- Der UHF-Konverter
- Brückennischfilter zum Anschluß von VHF- und UHF-Tuner
- Die Stereo-Musiktruhe »Belcanto«
- Fernsehempfänger 1959 · Entwicklungslinien und technische Neuerungen
- UHF-Vorsatztuner
- »Bajazzo-Transistor« · Ein Transistor-Reisegerät für UKW- und MW-Empfang
- Flammenüberwachung und Steuerung vollautomatischer Ölfuerungsanlagen
- Aus der Arbeit des DARC · Deutschlandtreffen 1959 in Bad Harzburg
- Deutsche Industrie-Messe Hannover 1959 · Vorbericht

2. Maiheft 1959 (10)

- Geheimrat Zenneck †
- Probleme und Schaltungstechnik bei 110° Ablenkung im Fernsehempfänger
- Lohnen sich Stereo-Aufnahmen für den Amateur?
- »TM 60« — ein Magnetongerät für Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe
- Einkanal-, Dreikanal- und Breitband-Antennen in Theorie und Praxis
- Tonband-Diktiergerät »EL 3581« mit Spezialkassette
- Flammenüberwachung und Steuerung vollautomatischer Ölfuerungsanlagen
- Mischanordnung mit Knotenpunktverstärker
- Zur Dimensionierung von Breitbandverstärkern unter Berücksichtigung des Innenwiderstandes
- Grundlagen und Praxis der Strahlungsmeßtechnik (5)

*

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Von Sendern und Frequenzen · FT-Zeitschriftendienst

Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Die Berechnung einfacher Hochfrequenz-Bandfilter

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Elchborndamm 141-167

General Radio

General Radio Experimenter, Nr. 2/59

Ein verbesserter Impulsgenerator mit 15 µs Anstiegszeit ist das Hauptthema des vorliegenden Heftes, dem die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) wiederum eine deutsche Übersetzung beilegte. Der Generator „1391-B“ ist ein Mehrzweck-Laborgerät für die Synthese von Impulsformen und für die Darstellung ihres zeitlichen Ablaufs. Weiterhin wird über die verbesserte Röhrenmeßbrücke „1661-A“ berichtet, die eine Weiterentwicklung der bekannten Röhrenmeßbrücke „561“ ist. Als Nullindikator für die Röhrenmeßbrücke „1661-A“ wird der Spannungszeiger „1212-A“ mit dreistufigem Verstärker und eingebautem Anzeigeinstrument empfohlen, dem zur Erhöhung der Empfindlichkeit und Selektion das umschaltbare (270 und 1000 Hz) Filter „1951-E“ vorgeschaltet werden kann.

ELRU-Information 679

Grundig

Technische Informationen, Nr. 2/59

Breiter Raum ist dem Thema „Stereophonie“ gewidmet. So enthält dieses Heft beispielsweise Konstruktions- und Schaltungsbesonderheiten der neuen Großraum-Chassis für Stereo-Konzertschränke, die Schaltbilder der Stereo-Konzertschränke

„SO 161“ und „SO 162“ sowie die technischen Daten der Stereo-Konzertschränke „SO 183“ und „SO 184“. Die Funktion der automatischen UKW-Scharfabstimmung in den Grundig-Spitzengeräten wird ausführlich besprochen, und daneben findet man zahlreiche praktische Hinweise.

ELRU-Information 680

Telefunken

Ela-Tip, Nr. 11/59

Ein erster Beitrag stellt das neue Kondensatormikrofon vor, das als Typ „M 250“ auf Kugel- und Nieren-Charakteristik und als Typ „M 251“ auf Kugel-, Nieren- und Achercharakteristik umschaltbar ist. Der beschriebene 100-Watt-Lautsprecherverstärker „V 214“ ist vor allem für die Beschallung von Studioräumen bestimmt, während der 12-Watt-Hi-Fi-Vollverstärker „V 315“, das Nachfolgegerät des bisherigen 10-Watt-Vollverstärkers „V 304“, universell verwendbar ist und sich besonders zum Einbau in Musiktruhen und Lautsprecher-schränke eignet. Über Ela-Lautsprecherschränke berichtet ein abschließender Beitrag.

ELRU-Information 681

Valvo

Valvo-Berichte, Band IV, Heft 4 und 5

Diese beiden Hefte bringen die Fortsetzung der im Heft 2 begonnenen zusammenfassenden

Arbeit über „Grundlagen und Bauelemente elektronischer Ziffern-Rechenmaschinen“. Im zweiten Teil werden die speziellen Anforderungen an die einzelnen Bauelemente elektronischer Rechner besprochen. Dabei werden statische und dynamische Eigenschaften dieser Bauelemente mit Hinblick auf die Anwendung in Rechenmaschinen besonders ausführlich behandelt.

Der dritte und letzte Teil beschreibt die Anwendung der Bauelemente in praktischen Schaltungen. Dazu werden die wichtigsten Unterlagen für die Berechnung sowie Hinweise für die Dimensionierung logischer Schaltungen, bistabiler und monostabiler Kippschaltungen, für Dezimal-Zähler, Speicher und Register gebracht. Zahlreiche Schaltbilder mit Angaben über die Schaltungsanlegung ergänzen die ausführliche Darstellung. Schutzgebühr je Heft: 3,- DM.

ELRU-Information 682

VEB Intron

Strahlengitter „SG 4“

Das Strahlengitter ist im Prinzip eine mit Hochfrequenz gespeiste Brücke, die bei Unsymmetrie eines Brückenzweiges ein Relais zum Anzug bringt. Es lassen sich mit diesem Gerät immer zwei Größen vergleichen, die sich durch einen Widerstand, eine Induktivität oder Kapazität darstellen lassen. Das speziell als Kapazitäts-sonde entwickelte Gerät ermög-

licht die Auslösung von Schaltvorgängen bei Annäherung von Gegenständen an eine entsprechende Antenne. Zusätzlich liefert das „SG 4“ eine Meßgleichspannung, die nach Betrag und Richtung der Verstimmung der Brücke entspricht, so daß sich das Gerät damit auch als Meßgerät oder Meßwertumformer für Steuer- und Regelanlagen verwenden läßt.

ELRU-Information 683

VEB Werk für Fernmeldewesen

Rauschgenerator „RSG 1“

Dieser Rauschgenerator gibt im Frequenzbereich 30 Hz...20 kHz ein niederfrequentes Rauschspektrum mit einer bei allen Frequenzen dieses Bereiches praktisch gleich großen Amplitude ab (Ausgangsspannung max. 1,1 V an 600 Ω bei $R_i = 600 \Omega$). Als Rauschquelle dient ein Glühstabilisator mit nachgeschaltetem Breitbandverstärker. Das Einstellen des Rauschpegels erfolgt mittels eines symmetrischen Spannungsteilers als Ausgangsregler sowie eines kontinuierlich einstellbaren Reglers hinter dem Vorverstärker. Die Rausch-EMK wird an dem eingebauten Effektivwertzeiger angezeigt. Ein im Zuge des Verstärkers fest eingebauter Tiefpaß begrenzt das weiße Rauschen bei 20 kHz nach höheren Frequenzen hin.

ELRU-Information 684

K. H. KNOBBE

Moderne Hochfrequenz-Generatoren zum Verschweißen thermoplastischer Kunststoffe

Zum Verschweißen thermoplastischer Kunststoffe wird heutzutage in steigendem Maße Hochfrequenz verwendet, wozu man besondere HF-Generatoren benötigt. Nach einer kurzen Einführung in die Grundlagen der elektrischen Erwärmung werden die elektrischen und mechanischen Probleme diskutiert, die beim Bau solcher HF-Generatoren auftreten und die sich teilweise auch aus den gesetzlichen Beschränkungen hinsichtlich des Betriebes von HF-Geräten ergeben. Den Abschluß bildet die Beschreibung eines ausgeführten 15-kW-Generators.

H. VÖLZ

Abschätzung der Kanalkapazität für die Magnettonaufzeichnung

Das Magnettonverfahren hat außer der unteren Störbegrenzung noch einen weiteren Störeinfluß, dessen Ursprung die örtlich unterschiedliche Bandempfindlichkeit ist. Deswegen sind die in der Informationstheorie geräuschlichen unterscheidbaren Amplitudenschritte wesentlich größer zu bemessen. Dieser Einfluß überträgt sich auch auf die Kanalkapazität, die so in einem speziellen Fall um den Faktor 1,75 kleiner ist. Das Verhältnis der unterscheidbaren Amplitudenschritte ist rund 1:20. Außerdem wird ein Vorschlag zur objektiven Beurteilung der Güte eines Bandes auf dieser Grundlage gemacht.

H. LENNARTZ

Fortschritte bei Transistoren und Halbleiter-Gleichrichtern

Die deutsche Industrie ist dabei, den Vorsprung des Auslandes, besonders der USA, auch auf dem Halbleitergebiet aufzuholen, der in der Hauptsache bei den Höchsthochfrequenz- und Leistungstransistoren liegt. Eine Reihe von Germanium- und Silizium-Leistungstransistoren sowie Leistungszenerdioden, Siliziumdioden und Photodioden deutscher Hersteller wird mit ihren Eigenschaften und Kennlinien vorgestellt. Mehrere Tabellen geben einen zusammenfassenden Überblick über die technischen Daten.

Ge-Spitzendiode für hohe Schaltgeschwindigkeit

Die Verwendung von Halbleiterdioden in Rechenmaschinen scheitert meist daran, daß sie den besonderen Anforderungen hinsichtlich Schaltgeschwindigkeit nicht genügen, weil nach Anlegen der Sperrspannung zunächst noch ein verhältnismäßig großer Rückstrom fließt. Es kommt aber darauf an, beim Übergang vom Durchlaß- in den Sperrbereich den Sperrstrom so schnell wie möglich auf seinen statischen Wert zu bringen. Nach kurzer Erläuterung der Vorgänge im Inneren des Halbleiters wird die Germanium-Spitzendiode OA 186 für hohe Schaltgeschwindigkeit mit ihren Kennlinien und Eigenschaften vorgestellt.

F. RAUSCH

Selbstprüfungstechnik in elektronischen Rechenmaschinen

Mit der Technik der Datenverarbeitung sind zahlreiche Prüfverfahren für die Überwachung der einzelnen Operationen und des Datenflusses entwickelt worden. Es werden die Voraussetzungen beschrieben, die für eine selbsttätige Fehlererkennung gegeben sein müssen, und spezielle Stromkreise für die Prüfung des Datenflusses an Hand von Blockschalbildern werden erklärt. Die Prüfung der eigentlichen Rechenoperationen und der Steuerungen sowie die Möglichkeiten der Korrektur werden kurz behandelt.

G. ZIEHM

Ferromagnetische Antennen für Notsender

Unter besonderen Umständen eignen sich ferromagnetische Antennen für Sender besser als elektrische Metallstabantennen, zum Beispiel wenn Schiffbrüchige in Katastrophenfällen sich ihren Helfern gegenüber bemerkbar machen wollen. Vorteile: die Ferritantenne kann direkt in das Sendergehäuse mit eingebaut werden; Änderungen der Umgebung, wie Überspülen der Antenne vom Seewasser, beeinflussen eine magnetische Antenne weitaus geringer als eine elektrische Antenne; die mit den heutigen Ferritarten erreichbaren Antennenwirkungsgrade magnetischer Antennen sind durchaus vergleichbar mit den Wirkungsgraden elektrischer Antennen für solche Zwecke. Bei der Wahl der Notsenderfrequenz müssen sowohl organisatorische als auch physikalische Gesichtspunkte beachtet werden. Alle Gründe sprechen für die internationale Notfrequenz 2,182 MHz.

Verkehrsregelung mit Richtfunk und Fernsehen

Die steigende Anzahl der Kraftfahrzeuge stellt immer höhere Anforderungen an eine reibungslose Verkehrsregelung. Um die Situation an besonders belebten Verkehrsknotenpunkten jederzeit von einer zentralen Stelle aus übersehen zu können, werden seit einiger Zeit für kurze Entfernungen Fernsehverbindungen über Kabel verwendet. Bei größeren Entfernungen sind Richtfunkstrecken zweckmäßiger, weil längere Kabelstrecken Zwischenverstärker erfordern. Der Beitrag berichtet über den Einsatz mehrerer Richtfunkstrecken im 7-GHz-Bereich für solche Zwecke.

Tagungen und Ausstellungen

Juli–September 1959

- 1. 7.– 5. 7. Convention on Techniques and Applications of Television, Cambridge
- 14. 8.–23. 8. Deutsche Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Ausstellung, Frankfurt a.M.
- 28. 8.– 5. 9. National Radio and Television Show, London
- 28. 8.– 8. 9. VI. Internationale Messe für Rundfunk- und Fernseh-Technik, Telecom munication und Automation, Ljubljana
- 30. 8.– 6. 9. Herbstmesse, Leipzig
- 1. 9.– 8. 9. Internationaler Akustischer Kongreß, Stuttgart
- 1. 9.– 8. 9. 10. Internationale Fira, Amsterdam
- 6. 9.–13. 9. Internationale Herbstmesse, Wien
- 8. 9.–14. 9. Farnborough Air Show
- 10. 9.–21. 9. Salon National de la Radio, de la Télévision et du Disque, Paris
- 12. 9.–21. 9. Mostra Nazionale della Radio e Televisione, Mailand
- 12. 9.–21. 9. 6. Europäische Werkzeugmaschinen-Ausstellung, Paris
- 12. 9.–27. 9. Deutsche Industrieausstellung, Berlin
- 22. 9.– 2. 10. Third Annual Industrial Film & Audio-Visual Exhibition, New York, N.Y.
- 24. 9.– 4. 10. Salone Internazionale della Tecnica, Turin
- 30. 9.– 2. 10. Funkortungssysteme für Luft- und Seefahrt, Essen

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 13 (1959) No. 6

K. H. KNOBBE: Modern High Frequency Generators for Welding of Thermoplastics p. 201—206

Nowadays high frequency is used more and more for the welding of thermoplastics especially by high frequency generators. After a short explanation of the fundamentals of dielectric heating electrical and mechanical problems are discussed in the design of high frequency generators. These arise partly from legal restrictions on the use of HF generators. The conclusion deals with the description of a practical 15 kW generator.

F. RAUSCH: Selftesting Technique in Electronic Computers p. 206—210

With the growth of data processing numerous testing methods for monitoring single operations and data flow have been developed. Prerequisites for automatic error finding are given and a block diagram of a circuit for monitoring data flow, the checking of calculation operations and control as well as the possibility of correction being applied are briefly dealt with.

H. VÖLZ: Valuation of Channel Capacitance of Magnetic Sound Recording p. 210—212

Except the upper noise limiting the magnetic sound recording has a further trouble influence that is based on locally different band-pass sensitivity. Hereby the distinctive amplitude steps used in information theory are of greater importance. This influence is found in channel capacitance either which in a special case is smaller at the factor 1.75. The ratio of distinctive amplitude steps is round about 1:20. Moreover, a proposition is made to estimate the quality of the tape on this base objectively.

G. ZIEHM: Ferromagnetic Aerials for Distress Transmitters p. 213—218

In special circumstances ferromagnetic aerials are more suitable for transmitters than electric rod aerials, e.g. if shipwrecked persons wish to bring themselves to the notice of their helpers. Advantages: the ferrite aerials can be directly installed in the transmitter housing; alterations of the ambient conditions e.g. splashing the aerial by sea water, have less effect on a magnetic aerial than on an electrical one; the efficiencies of modern ferrite aerials are quite comparable with those of electrical aerials for such purposes. The choice of transmitter frequency is governed by administrative and physical considerations. All considerations favour the use of the international distress frequency of 2.182 mc/s.

H. LENNARTZ: Progress with Transistors and Semiconductor Rectifiers p. 219—225

German industry is catching up on the advantage enjoyed by foreign countries, especially the USA, in the semiconductor field. The advantage is mainly with VHF, UHF and power transistors. A family of germanium and silicon power transistors as well as power zener diodes, silicon diodes and photodiodes manufactured by German industry is described with properties and characteristics. Three tables give a comprehensive survey of technical data.

Traffic Regulation with Microwave Relay and Television p. 226—228

The increasing number of motor cars puts an ever increasing demand on good traffic regulation. For the continuous monitoring of exceptionally busy junction, television over cable has been in use for some time. At greater distances microwave relays are more useful because longer cables need amplifiers. The article gives information on the use of several microwave relays for those purposes within the 7 km/s range.

Germanium Point Diode for High Switching Speeds p. 229—230

The application of semiconductor diodes in computers fails often because of the fact that they do not meet the demands on switching speed, because a relatively high reverse current runs firstly after the reverse voltage is being applied. But it is important to increase the reverse current up to its static value during the change-over from the forward to the reverse state. After a mention of the internal process of the semiconductor the OA 186 germanium point diode for high switching speed and its curves and properties are dealt with.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 13 (1959) N° 6

K. H. KNOBBE: Générateurs H. F. modernes pour la soudure de matière thermo-plastiques p. 201—206

Des courants de haute fréquence, fournis par des générateurs spéciaux sont actuellement de plus en plus utilisés pour la soudure des thermo-plastiques. Un bref exposé des bases du chauffage diélectrique est suivi de la discussion des problèmes électriques et mécaniques que pose la construction de tels générateurs H. F. et qui découlent également partie de la législation concernant l'utilisation d'appareils H. F. L'article se termine par la description de la réalisation d'un générateur de 15 kW.

F. RAUSCH: Contrôle automatique dans les calculatrices électroniques p. 206—210

Pour la technique de la transmission des données de calcul, on a mis au point de nombreuses méthodes permettant le contrôle des diverses opérations ainsi que celui de la transmission des données. Un exposé des conditions nécessaires pour le dépiage automatique des erreurs est suivi de la description de circuits spéciaux dont le fonctionnement est illustré par des schémas de principe. On mentionne également le contrôle des opérations de calcul proprement dites, ainsi que les possibilités de correction.

H. VÖLZ: Estimation de la capacité de canal en enregistrement magnétique p. 210—212

En dehors de la limitation inférieure, due au bruit de fond, le procédé d'enregistrement magnétique est soumis à une influence perturbatrice due aux différences locales de sensibilité de bande. Cela conduit à un élargissement sensible des paliers d'amplitude utilisés dans la théorie de l'information. Cette influence se traduit également sur la capacité de canal qui se trouve réduite, dans un cas particulier, dans un rapport de 1,75. Le rapport des paliers d'amplitude encore séparables est de l'ordre de 1:20. Se basant sur ces observations, l'auteur propose un critère objectif concernant la qualité d'une bande.

G. ZIEHM: Antennes ferromagnétiques pour émetteurs de détresse p. 213—218

Dans certains cas, les antennes ferromagnétiques d'émission se montrent supérieures à des antennes électriques sous forme de tiges métalliques; cela par exemple, quand, en cas de catastrophe, des naufragés veulent se signaler à leurs sauveteurs. La possibilité d'incorporer l'antenne de ferrite dans l'émetteur rend alors l'appareil plus maniable; de plus, les influences extérieures, comme l'immersion dans l'eau de mer, affectent une antenne magnétique beaucoup moins qu'un aérien électrique. Les rendements qu'on peut obtenir avec les ferrites actuellement disponibles sont parfaitement comparables à celles des antennes électriques utilisées dans des applications semblables. Le choix de la fréquence de détresse doit être guidé par des considérations concernant la physique et l'organisation. Toutes ces circonstances sont en faveur de la fréquence internationale de détresse de 2,182 MHz.

H. LENNARTZ: Progrès dans le domaine des transistors et redresseurs semi-conducteurs p. 219—225

A l'étranger, et notamment aux U.S.A., la technique des semi-conducteurs progresse très rapidement dans le domaine des transistors pour fréquences élevées et fortes puissances. Cette avance est en voie d'être comblée par l'industrie allemande qui présente une série de transistors de puissance au germanium et au silicium, ainsi que des diodes Zener de puissance, des photo-diodes et des redresseurs au silicium, dont les propriétés et caractéristiques sont indiquées. Trois tableaux résument les données techniques.

Contrôle de la circulation par lignes hertziennes et télévision p. 226—228

Le nombre croissant des véhicules à moteur exige un contrôle de plus en plus serré de la circulation routière. La surveillance centrale de carrefours à circulation particulièrement dense est possible, depuis quelque temps, par des liaisons de télévision sur câble. Dans le cas de distances plus grandes, les lignes hertziennes sont plus indiquées, car de longues liaisons par câble nécessiteraient des amplificateurs intermédiaires. L'article traite des applications routières de plusieurs lignes directrices travaillant à des fréquences de l'ordre de 7000 MHz.

Diode à pointe au germanium pour commutation à cadence élevée p. 229—230

Dans les machines à calculer travaillant avec une vitesse élevée de commutation, les diodes semi-conducteurs ne peuvent être utilisées du fait de la lenteur de l'écoulement des charges après application de la tension de blocage. Il est donc important que, lors d'une transition de l'état conducteur à l'état bloqué, le courant inverse atteigne aussi rapidement que possible sa valeur statique. Après un bref exposé des phénomènes dans le semi-conducteur, on trouve les caractéristiques et données de la diode à pointe au germanium OA 186, spécialement créée pour la commutation à cadence élevée.